1931 p. 1-2

All. Uff. 11-12

Anno 10° - N.i 1 e 2. Gennaio - Aprile 1931 - A. IX.

ISPETTORATO DELL'ARMA DEL GENIO

DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

1/2 1931 IX

Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito



SOMMARIO:

G. MARCONI. - Fenomeni accompagnanti le radiotrasmissioni.
G. VANNI. - Sulla propagazione delle onde hertziane e sulle recenti esperienze del Marconi.
A. MARINO. - Teorema sulle reti elettriche passive.
F. GALOTTI. - Sulla selettività dei ricevitori.
B. DECAUX. - Il frequenziometro campione assoluto del Laboratorio nazionale di radioelettricità. - (Traduzione del ten. col A. STABARIN).
M. v. ARDENNE. - Sulle valvole amplificatrici ad effetto fotoelettrico. - (Traduzione del cap. S. GUASTALLI).
- Recensioni.

29/8

Condizioni per l'anno 1931

Nel Regno d'Italia e Colonie

Abbonamento	L. 12
Un numero separato	» 3
Abbonamento ridotto per ufficiali e assimilati	» 8

Nei paesi dell'Unione Postale

Abbonamento	Franchi oro 10
Un numero separato	» » 2

Inviare l'importo a mezzo vaglia alla DIREZIONE DELL'ISTITUTO R. T. ED E. DEL GENIO MILITARE - Viale Mazzini, N. 8 — ROMA (149).

Roma, Tipo-Lit. Off. R.T. ed E. del Genio Mil.

:: La direzione del **Bollettino** non risponde delle opinioni espresse dagli autori che abbiano firmato o contrassegnato i loro scritti. :: :: :: :: :: :: :: ::

:: I manoscritti non si restituiscono. :: :: :: ::

:: Gli articoli pubblicati vengono retribuiti; agli autori saranno inoltre date gratuitamente **25** copie di estratti, se trattisi di articoli inediti, e **10** negli altri casi. :: ::

Anno 10° - N.i 1 e 2. Gennaio-Aprile 1931 - A. IX.

ISPETTORATO DELL'ARMA DEL GENIO
DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito

Diretto dal Prof. G. VANNI

Fenomeni accompagnanti le radiotrasmissioni.

Discorso pronunziato da S. E. Guglielmo Marconi l'11 settembre 1930 a Trento, in occasione della XIX Riunione della Società italiana per il progresso delle scienze.



Altezza Reale,

Eccellenze, Signore, Signori,

Nell'iniziare il mio dire in questo eletto consesso, oltre che ringraziare la Presidenza della Società italiana per il progresso delle scienze, per l'onore fattomi invitandomi a partecipare a questa importantissima e memorabile riunione, desidero rivolgere il mio commosso ed esultante saluto alla nobile città che ci ospita e alla regione tutta che sta qui a baluardo della Patria.

Il mio saluto è commosso al pensiero della lotta pazientemente e tenacemente sostenuta da questo nucleo di italianità pura, ardente, indistruttibile, e per il tumulto di impressioni suscitate alla vista del luogo che è divenuto per noi un'ara consacrata dall'eroismo e dal sacrifizio: il mio saluto è esultante per il compiacimento di trovarmi tra i fratelli del Trentino in una grande manifestazione prettamente italiana che si svolge sul suolo riconquistato

alla Grande Madre sotto la guida del Re vittorioso, mentre il segnacolo della Patria sventola sicuro sul Brennero, e al compimento dei nostri destini presiede e provvede la mente vigile del Duce.

Il tema del mio breve discorso è: « Fenomeni accompagnanti le radiotrasmissioni ». Tema vasto e che richiederebbe per una trattazione, sia pure incompleta, ben altro tempo di quello qui a mia disposizione. Io parlerò quindi di alcuni soltanto dei molti fenomeni che accompagnano le radiotrasmissioni e in modo alquanto sommario ed elementare.

Le numerose successive scoperte di tanti fatti nuovi ed interessanti riguardo alla propagazione di manifestazioni elettriche e lo studio delle proprietà e del comportamento dello spazio attraverso il quale le onde elettriche possono essere trasmesse hanno aperto nuovi, vasti e fertili campi di utile ricerca che ci fanno sempre più efficacemente scrutare negli sterminati orizzonti di conquista per la trasmissione a qualsiasi distanza sulla nostra terra, e anche oltre, del pensiero umano, della parola parlata e scritta, dei suoni e della musica, del controllo di energia a distanza e forse anche, un giorno, dell'energia stessa.

Circa 29 anni fa, e precisamente nel dicembre del 1901, io potei scoprire la possibilità di trasmettere le onde elettriche a grandissime distanze e cioè fra l'Europa e l'America. Questa scoperta fu di grande importanza non solo dal lato pratico, bensì anche da quello teorico, perchè insino ad allora pressochè tutti i fisici credevano che le onde elettriche scoperte da Hertz si sarebbero comportate presso a poco come quelle luminose e che quindi gli ostacoli e la curvatura della terra ne avrebbero inesorabilmente impedito la trasmissione lungo la superficie del globo a distanze superiori a qualche diecina o centinaia di chilometri.

Il successo delle prime trasmissioni radiotelegrafiche transatlantiche, confermando le mie ipotesi, mi convinse che molto probabilmente non vi sarebbero più distanze al mondo attraverso le quali non sarebbe possibile la trasmissione del pensiero umano per mezzo delle onde elettriche, senza l'ausilio di conduttori artificiali.

A quel tempo però mancava una razionale teoria che spiegasse come queste radiazioni elettriche potessero seguire la curva-

tura della terra e raggiungere lontanissimi paesi. Parecchi fisici e matematici (fra i quali il Rayleigh, che nel 1903 lesse in proposito una memoria alla Società Reale di Londra), riferendosi ai risultati che avevo ottenuto a distanza di parecchie migliaia di chilometri, dimostrarono col calcolo che tali risultati non potevano spiegarsi col fenomeno della diffrazione pura e semplice.

Altre esperienze che potei eseguire nell'Atlantico sul piroscafo «Philadelphia», durante il mese di febbraio del 1902, mi permisero di scoprire un altro fenomeno di una certa importanza, e cioè che con le onde di circa 2000 metri, da me allora adoperate, le distanze di trasmissione erano durante la notte parecchie volte maggiori che durante il giorno, il che faceva supporre che la luce solare limitasse grandemente la portata di propagazione delle onde elettriche nello spazio. Ciò, a sua volta, indicava o un assorbimento dell'energia delle onde elettriche causato dalla luce solare, oppure una variazione nelle condizioni che permettevano alle onde stesse di raggiungere le massime distanze (1).

Il fenomeno era particolarmente interessante perchè prove eseguite attraverso distanze assai più brevi, ove non subentrava la curvatura della terra, non avevano mai dato alcun accenno di variazioni nell'intensità dei segnali o nella loro portata, che si potessero attribuire agli effetti della luce solare.

Il matematico Heaviside in Inghilterra ed il fisico Kennelly in America furono i primi a lanciare l'ipotesi, presto universalmente accettata, che ad una certa altezza, a quel tempo non bene determinata, dovesse esistere uno stato di ionizzazione dell'atmosfera, ovvero uno strato conduttore costituente una specie di involucro concentrico alla superficie del nostro globo, involucro capace di riflettere o deflettere le onde elettriche in maniera tale da obbligarle a seguire la curvatura della terra impedendone la irradiazione ed il disperdimento negli spazi infiniti.

L'ipotesi dell'Heaviside fu studiata ed ampliata da molti scienziati, fra i quali Poincaré, Rayleigh, Thomson, Macdonald, Sommerfeld, Zenneck, Eccles, Appleton, Eckersley e tanti altri. Il Loewen-

(1) *Proceedings of The Royal Society*, volume 70, pag. 344. 1902.

stein, in una memoria pubblicata nei *Proceedings of the Institute of Radio Engineers* di New York del giugno 1916, espresse l'ipotesi dell'esistenza di tre strati che potevano influenzare la propagazione delle onde elettriche: uno all'altezza di 11 chilometri dalla terra e gli altri due, rispettivamente, a 75 e 220 chilometri. Questa ipotesi si avvicina alquanto ai concetti più moderni, che non solo suppongono la esistenza di molteplici zone o strati capaci di riflettere o piegare le onde elettriche, ma anche che queste zone varino di altezza e di distanza dalla terra a diverse ore del giorno, con le stagioni, e a seconda della loro ionizzazione o composizione dovuta, a sua volta, agli effetti della luce, all'attività elettrica e magnetica del sole e forse ad altre cause ancora sconosciute (1).

La determinazione dell'altezza degli strati riflettenti o rifrangenti è stata e continua ad essere oggetto di laboriosi studi da parte di pazienti ricercatori fra cui Breit, Tuve e Dahl, Kenrick e Jen, che hanno presentato interessanti memorie al riguardo all'« Institute of Radio Engineers » di New York (2).

L'influenza di questi strati o zone spiegherebbe le variazioni di portata e di intensità delle diverse onde elettriche a seconda che queste si propaghino attraverso zone illuminate od oscure, o quando prevalgono speciali condizioni dell'attività solare; dal che di conseguenza deriva che l'alternarsi delle stagioni e della luce del giorno all'oscurità della notte costituisce un elemento di primissima importanza per la determinazione delle onde più adatte alle radiotrasmissioni attraverso date distanze.

Al giorno d'oggi è necessario che il ricercatore delle proprietà delle onde elettriche e chi si occupa seriamente del progresso scientifico delle radiocomunicazioni si mantenga a contatto non solo con il lavoro dei fisici, dei matematici e degli elettrotecnici, ma anche con quello dei meteorologi e degli astronomi.

D'altra parte è probabile che presto i meteorologi, e forse anche gli astronomi, potranno alla lor volta attingere da noi, cultori della radio, notizie preziose, poichè i mezzi di ricerca adoperati

---

(1) *Atti della R. Accademia dei Lincei*, vol. 3, pag. 78, 1916.

(2) *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, settembre 1928 e aprile 1929.

nella scienza delle radiotrasmissioni sono già tanto potenti e svariati che permetteranno un giorno anche ai meteorologi di ottenere dati riguardanti talune parti dell'atmosfera e dello spazio circa le quali essi possiedono, al giorno d'oggi, ben poche e ben dubbie informazioni.

L'avvento delle onde corte, col loro raggio d'azione mondiale, ci ha fornito oltre che un incentivo anche un mezzo per studiare tanti interessanti fenomeni in maniera assai più completa ed esauriente di quanto era prima possibile fare.

Quasi tutti oramai sanno che usando dei semplicissimi trasmettitori e ricevitori di onde corte, cioè di onde della lunghezza da 12 a circa 100 metri, è possibile, anche con l'impiego di poca energia elettrica, comunicare con l'Australia ed anche con gli antipodi quando le condizioni dell'atmosfera o dello spazio sono favorevoli; mentre con apparecchi perfezionati, impieganti maggiore energia con i sistemi di concentrazione della medesima detti sistemi a fascio, è possibile stabilire e mantenere servizi commerciali pressochè continui a tutte le ore del giorno, tanto per le trasmissioni radiotelegrafiche che per quelle radiotelefoniche, qualunque sia la distanza che separa le stazioni trasmittenti e riceventi.

Questi progressi ottenuti con l'impiego delle onde corte, le cui speciali e preziose proprietà furono in special modo da me studiate fin dal 1915 ed il cui uso pratico potei dimostrare e proporre fin dal 1922 (1), hanno ora permesso alle radiotrasmissioni di vincere la concorrenza dei cavi obbligando potenti organizzazioni che posseggono già più del 50 % dei cavi sottomarini mondiali di venire a patti con la organizzazione internazionale costituita per l'uso della Radiotelegrafia in Inghilterra.

I moderni impianti radiotelegrafici e radiotelefonici hanno permesso di estendere sempre più, mediante l'osservazione di fenomeni di difficile spiegazione, gli studi riguardanti la trasmissione delle onde; si è in tal modo ottenuta la constatazione di fenomeni sempre più interessanti, anche dal lato puramente scientifico, il cui studio,

---

(1) *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, vol. X, n. 4, agosto 1922.

per le conclusioni che ne possono scaturire è veramente affascinante.

Che le cosidette onde lunghe utilizzate per la radiotelegrafia non seguissero sempre la via più breve tra stazioni lontane era stato notato fin dal 1922 da un mio assistente, Ing. E. Tremellen. Le sue osservazioni furono eseguite, durante un viaggio attorno al mondo, per mezzo di speciali apparecchi trasmittenti e radiogoniometrici, e provarono che in certi casi queste onde preferivano seguire una via lunga, uguale a circa i tre quarti della circonferenza terrestre, anzichè quella diretta e più breve uguale a un quarto della circonferenza medesima. Queste osservazioni furono da me riportate nella memoria che lessi innanzi all' « Institute of Radio Engineers » a New York il 20 giugno 1922 (1).

Tale fenomeno è gia da parecchio tempo praticamente utilizzato nelle stazioni moderne impieganti onde corte ed adibite alle trasmissioni a grandissime distanze. Infatti le stazioni inglesi del mio sistema a fascio che fanno servizio pubblico tra l'Inghilterra e l'Australia trasmettono le onde per la via più breve, di circa 18.000 km., attraverso l'Europa e l'Asia, durante certe ore del giorno, mentre durante altre ore la trasmissione viene diretta per la via più lunga, di circa 22.000 km. attraverso l'Atlantico, il continente americano e l'Oceano Pacifico. Data la velocità delle onde elettriche, che è approssimativamente di 300 mila km. al minuto secondo, la trasmissione dei segnali anche per la via più lunga non porta, naturalmente, alcun apprezzabile ritardo essendo la ricezione, per ogni effetto pratico, istantanea.

Segnali che evidentemente facevano il giro completo della terra furono notati da un mio assistente, l'ing. Langridge, nel luglio del 1925, mentre ascoltava a Brentwood, in Inghilterra, i segnali trasmessi su di un'onda di 25 metri dalla stazione di Poldhu.

Un interessante ed accurato studio di questo fenomeno è stato fatto nel 1926 dal Quack che ha registrato il frequente ricorrere (nelle radiocomunicazioni ad onde corte) della percezione di un segnale secondario, o duplicato di segnale, subito dopo la ricezione

(1) Opera citata.

del segnale principale. Da misurazioni eseguite dal Quack in base alla durata dell'intervallo di tempo fra la ricezione del segnale principale e la ricezione del segnale secondario, risulterebbe che le onde nel fare il giro del globo terraqueo compiono un percorso di 41.200 km. Il fatto che questo percorso è alquanto maggiore della circonferenza terrestre indicherebbe che le onde elettriche subiscono delle riflessioni o rifrazioni fra uno strato riflettente e la terra, oppure che esse percorrono un circolo massimo intorno alla terra situato a 182 km. di altezza (1).

È da notarsi che le trasmissioni che avvengono con i paesi più lontani, quelli cioè vicini agli antipodi, si effettuano molto spesso con maggiore facilità delle trasmissioni con paesi a distanze intermedie, cioè relativamente più vicini. Ciò avviene non solo per il fenomeno del convergimento delle onde elettriche agli antipodi, bensì anche per il fatto che mediante il sistema a fascio le onde possono essere dirette per una via o per l'altra a volontà; se, per esempio, le condizioni per la via di levante non sono favorevoli, le onde possono essere dirette per la via di ponente.

Il fatto del convergimento delle onde elettriche agli antipodi, oramai sicuramente constatato e già subentrato nella pratica comune, era stato da me preveduto già 25 anni or sono, quando in una conferenza alla « Royal Institution » di Londra ebbi a dire che le radiotrasmissioni agli antipodi sarebbero state possibili con l'impiego di una energia elettrica relativamente piccola e quindi con una spesa proporzionalmente minore di quella che sarebbe stata necessaria per distanze intermedie (2).

Un fenomeno che ha molto appassionato gli studiosi è quello della ripetizione di segnali o echi elettrici, fenomeno che si verifica specialmente con onde di una lunghezza compresa fra i 14 e 20 metri. Premetto che questi echi, per quanto interessanti dal lato della ricerca scientifica, non sono affatto graditi nelle stazioni radiotelegrafiche per la ragione che la ripetizione di segnali tende spesso a confondere o per lo meno a rendere meno chiara la ricezione

---

(1) E. QUACK: *Zeitschrift über Hochfrequenztechnik*, 28,117, 1926.

(2) « Recent advances in Wireless Telegraphy », 3 marzo 1905.

dei messaggi. Molto studio è anzi stato svolto a bordo dell' « Elettra » ed in altre stazioni, non tanto per osservare gli effetti dei cosidetti echi, quanto per ideare dispositivi atti a sopprimerli.

Le ripetizioni di segnali, il cui periodo di ritorno è più breve del tempo necessario alle onde elettriche per fare il giro completo della terra, sono state studiate dall'Eckersley (1), dal Van der Pol e da molti altri ricercatori. Ma vi sono ripetizioni di segnali o echi che indicherebbero percorsi assai differenti ed in alcuni casi enormemente maggiori della circonferenza terrestre. Tali echi sono stati frequentemente notati durante le esperienze di trasmissione e ricezione a lunga distanza fatte sul yacht « Elettra » ed in molte altre stazioni ove ho eseguito ricerche. Io qui accennerò principalmente a quegli echi che hanno evidentemente attraversato grandissime distanze.

Se, per esempio, mediante un radiatore di onde corte trasmettiamo ad intervalli dei brevi impulsi o segnali, come sono i punti dell'alfabeto Morse, possiamo spesso, quando le condizioni siano favorevoli, sentire ed anche registrare su di un vicino ricevitore o dispositivo oscillografico, dopo un tempo che può variare da una frazione di secondo a parecchi secondi ed anche a minuti primi, una fedele ripetizione del medesimo segnale. Ciò indicherebbe che il nostro segnale, prima di far ritorno a noi ha percorso centinaia oppure migliaia oppure anche milioni di chilometri, a seconda della maggiore o minore brevità dell'intervallo intercorso fra la trasmissione del segnale e la percezione dell'eco.

Più frequentemente accade che una prima ripetizione di segnale ci giunga, come è stato osservato dal Quack, circa un settimo di secondo dopo la trasmissione del segnale originale e che altre ripetizioni si susseguano poi con lo stesso ritmo, ma indebolendosi sempre più; ciò indicherebbe che il nostro segnale ha fatto più volte il giro completo della terra impiegandovi giusto il tempo richiesto della velocità delle onde elettriche che sappiamo essere esattamente uguale a quella della luce.

Come si spiegano questi fenomeni?

---

(1) T. L. ECKERSLEY. *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, vol. 18, n. 1, gennaio 1930.

Anzitutto, per i segnali che pare facciano una o più volte il giro completo della terra, si è notato che il fenomeno avviene quando le condizioni dello spazio sono tali da causare solo un assorbimento minimo dell'energia dell'onda impiegata, e queste condizioni si verificano specialmente vicino agli equinozi e verso le ore dell'alba e del tramonto alla stazione osservatrice.

Si è potuto inoltre constatare, mediante le indicazioni dei radiogoniometri che rivelano con precisione la direzione di provenienza delle onde, che queste fanno il giro completo del globo seguendo di preferenza una zona di spazio esposta alla penombra della luce solare, la cosidetta zona crepuscolare.

Nel 1928, il prof. Störmer di Oslo annunziò di aver potuto confermare delle osservazioni fatte dall'ing. Hals riguardo all'esistenza di radio-echi ricevuti parecchi secondi dopo la trasmissione di ciascun segnale. Dato che la velocità delle onde elettriche è di circa 300.000 km. al minuto secondo, è necessario supporre che le onde causanti l'eco percorrono in certi casi centinaia di migliaia di chilometri. Infatti nel corso di una conferenza tenuta ad Edimburgo nel febbraio di quest'anno, il prof. Störmer espresse il dubbio che alcune delle onde adoperate nelle varie trasmissioni fossero riflesse dall'orbita della luna (1 .

Studi precedenti del prof. Pedersen e di altri avevano indicato la possibilità che le onde cosidette corte, impiegate per la radiotelegrafia, potevano, in certe circostanze, attraversare lo spazio di Heaviside ed emergere negli spazi interplanetari.

L'ipotesi dello Störmer è però che queste onde sono riflesse a grande distanza dal globo terrestre da strati elettrici o da elettroni proiettati dal sole. Particelle elettrizzate, provenienti dal sole, venendo a trovarsi sotto l'influenza del campo magnetico terrestre verrebbero piegate attorno ad una zona di forma toroidale a grande distanza dalla terra. Le onde elettriche irradiate dai nostri apparecchi dopo aver attraversato lo strato di Heaviside verrebbero fermate e riflesse verso la terra dalla superficie interna di questa zona.

---

(1) *Proceedings of the Royal Society of Edimburgh*, vol. L., part. II, n. 15, 1930.

Secondo il Pedersen, invece, e specialmente in riguardo agli echi il cui intervallo dal segnale originale è maggiore di un minuto circa, è probabile che le onde vengano deviate o riflesse da strisce o zone di ioni situate al di fuori dell'influenza del campo magnetico terrestre, dotate di una sufficiente densità di elettroni ed atte a conseguire formazioni tali da servire da riflettori delle onde, le quali, dopo aver subito una o più riflessioni farebbero ritorno alla terra. È quindi possibile, sempre secondo il Pedersen, che gli echi di lungo intervallo siano causati da zone o strisce di ioni che, diramandosi dal sole, si estendono nello spazio ed agiscono sulle nostre onde elettriche a grandissima distanza dalla terra.

Ma vi è ancora di più. Secondo lo studio pubblicato dal Pedersen (1), al quale vorrei rimandare coloro che desiderano approfondirsi in questa materia, si possono anche ottenere echi elettrici che indicherebbero che lo strato o zona riflettente si può trovare perfino alla distanza di 40 milioni di chilometri dalla terra.

L'Ing. Hals ha riferito di aver osservato questi echi dopo intervalli di 3 minuti e 15 secondi e perfino di 4 minuti e 20 secondi.

Se teniamo sempre presente il fatto che la velocità delle onde elettriche è di 300 mila chilometri al minuto secondo, queste osservazioni indicherebbero che la distanza da esse attraversata è rispettivamente di 58.500.000 e di 78 milioni di chilometri.

Settantotto milioni di chilometri! Se ciò corrisponde al vero, quale enorme progresso si sarebbe già compiuto dall'epoca delle mie prime esperienze, quando queste medesime onde si potevano percepire tutto al più ad una distanza di una ventina di metri!

È giusto però ricordare che alcuni fisici, come il Van der Pol, negano che le onde elettriche possano uscire dall'atmosfera terrestre ed attraversare cosi enormi distanze. Essi spiegano il ritardo dei segnali di eco o di ritorno con l'ipotesi che esso sia causato da una speciale distribuzione elettronica dello strato di Heaviside capace di grandemente ridurre la velocità di gruppo in rispetto alla

(1) P. O. PEDERSEN DET KGL: *Danske Videnskabernes Selskab. Mathematik fysiske Meddlelelser.* IX, 5, Copenhagen, 1929.

velocità di fase. Ma questa spiegazione è impugnata da parecchi scienziati fra cui il Pedersen. Alle ipotesi di quest'ultimo io sono piuttosto favorevole giacchè non vedo la ragione per cui debba escludersi la possibilità che onde di una certa frequenza da noi trasmesse attraversino lo strato di Heaviside o altri strati, visto che questi strati sono tutti attraversati da una molteplicità di fenomeni, di effetti e di onde che pervengono fino a noi dal sole, primissimi fra essi il calore e la luce.

Un importante studio sulle teorie della propagazione delle onde elettriche è stato fatto e pubblicato dal prof. G. Vanni (1), ed un interessante compendio di studi fatti sullo stesso argomento è stato compilato dall'ing. Raffaele Marsili (2).

Per spiegare il fenomeno della trasmissione delle onde elettriche a grandi distanze sulla terra è necessaria l'ipotesi non già di un solo strato conducente, rifrangente o riflettente, bensì di parecchi di questi strati, e per spiegare molti fenomeni di eco occorre immaginare ancora altri strati a distanza di migliaia o milioni di chilometri, capaci di rifrangere o riflettere le onde elettriche ora utilizzate nelle radiotrasmissioni.

Osservazioni recenti fanno credere che la zona o quota in cui normalmente viaggia l'onda elettrica quando questa percorre grandi distanze, sia funzione della lunghezza o frequenza d'oscillazione dell'onda stessa. Ma di importanza capitale a questo riguardo è anche l'angolo, rispetto alla superficie della terra, secondo il quale vengono irradiate o proiettate le onde dalle stazioni trasmittenti.

Studi fatti su tale argomento ed anche in riguardo all'angolo di arrivo delle onde provenienti da stazioni lontane, hanno non solo facilitato il raggiungimento di sempre migliori e più regolari comunicazioni fra distanti paesi, ma ci hanno anche dato un mezzo per, direi quasi, esplorare elettricamente lo spazio attorno a noi e determinare l'altezza e le variazioni di altezza del cosidetto strato di Heaviside, come pure di altre zone o strati esistenti a distanza più o meno grande dalla terra, zone che agevolano od ostacolano

---

(1) Prof. GIUSEPPE VANNI: *Rivista Radio*, n. 2, 3, 1929.

(2) Ing. RAFFAELE MARSILI: *Dati e Memorie sulle Radiocomunicazioni*. Consiglio Nazionale delle Ricerche, vol. I. 1930.

la trasmissione delle onde di varia lunghezza a determinate distanze.

Per le trasmissioni radiotelefoniche pubbliche ora effettuate in modo regolare tra l'Italia e la Sardegna, decisi di impiegare un'onda cortissima, di meno di dieci metri (30.604 kilocicli), onda mai prima usata per servizi continui e commerciali. Da misurazioni recentissimamente fatte sembrerebbe che lungo il percorso fra la Sardegna ed il continente italiano, questa onda venga rifratta e contenuta in uno spazio compreso fra la superficie della terra ed uno strato situato assai più in basso dello strato di Heaviside. Che sia esso quello già indicato dal Loewenstein all'altezza di solo 11 chilometri?

Anche presso queste stazioni si è constatato con certezza, pochi giorni or sono, la esistenza di echi, mai prima osservati, a quanto mi consta, con onde così corte.

Osservazioni sul comportamento di onde più lunghe di dieci metri, sembrano avere stabilito che queste non sono confinate ad uno spazio ristretto vicino alla terra.

La propagazione delle onde elettriche attraverso le grandi distanze dipende ancora da una serie di incognite che vanno indagate e che hanno apparentemente a che fare con le forze elettriche e magnetiche dell'universo, fra le quali non bisogna dimenticare le aurore boreali e sopratutto il nostro Sole onnipotente. Chissà dove ci condurranno queste ricerche?

Nella pratica moderna delle radiocomunicazioni gli echi hanno già una importanza considerevole. Se non esercitano una azione seriamente dannosa sulla radiotelegrafia e sulla radiotelefonia, essi esercitano tuttavia una azione deleteria sulla radiotrasmissione delle immagini e nella televisione a grande distanza, per la ragione che queste ripetizioni di impulsi e di segnali tendono ad offuscare e confondere le immagini

L'Eckersley (1) in una sua memoria, tratta assai diffusamente dell'effetto degli echi o segnali multipli, e fornisce grafici che dimostrano gli effetti di questo fenomeno che, assieme alle variazioni di intensità nei segnali, costituisce il principale ostacolo alla realizzazione pratica di quella nuova meraviglia che è la visione a distanza o televisione.

(1) T. L. ECKERSLEY, opera citata.

Importantissime ricerche su questo argomento sono ora in corso in molte parti del mondo, e sono certo che i progressi recentemente conseguiti nella stabilizzazione delle frequenze e nella trasmissione e ricezione delle onde a fascio tenderanno a fare sormontare le difficoltà che ancora si oppongono alla realizzazione pratica della televisione a grande distanza.

In conclusione posso dire che siamo ben lungi dal sapere come pienamente utilizzare le portentose possibilità che ci offrono le onde elettriche. Però le nostre cognizioni sul comportamento di queste onde, come su quello dello spazio che ci attornia, aumentano ogni giorno, pur lasciando in moltissimi di noi l'impressione che in proporzione per lo meno uguale, si estende anche il campo delle cognizioni che ci restano ancora da acquisire.

Le grandi conquiste già fatte ci permettono tuttavia di asserire oramai con certezza che per mezzo delle onde elettriche l'umanità non solo ha a sua disposizione un nuovo e potente mezzo di ricerca scientifica, ma sta conquistando una nuova forza e utilizzando una nuova arma di civiltà e di progresso che non conosce frontiere e può perfino spingersi negli spazi infiniti ove mai prima di ora, forse, è potuto penetrare il palpito o una qualsiasi manifestazione dell'attività e del pensiero dell'uomo.

Questa nuova forza, la quale sta prendendo una parte sempre più decisiva nella evoluzione della civiltà umana, è certo destinata al bene generale col promuovere la reciproca conoscenza tra i popoli, favorendo in tal modo la pace, permettendoci di sempre più soddisfare un desiderio essenzialmente umano, quello, cioè, di poter comunicare fra di noi con facilità e rapidità, annientando quell'elemento potente di separazione che si chiama distanza.

GUGLIELMO MARCONI

Sulla propagazione delle onde hertziane e sulle recenti esperienze del Marconi

SOMMARIO. — *Lo studio tratta delle moderne teorie sulla propagazione delle onde corte attraverso agli alti strati dell'atmosfera e considera in particolar modo le esperienze di trasmissione iniziate da S. E. Marconi, tra l'Europa e l'Australia, il 26 marzo dello scorso anno.*

Le esperienze, fatte da Guglielmo Marconi a Genova il 26 marzo 1930, oltre che importanti per sé e per le applicazioni di cui sono capaci, sono notevoli anche dal punto di vista scientifico, perchè richiamano la attenzione degli studiosi sulla grande importanza che, nelle trasmissioni radioelettriche, specie se fatte con onde corte, hanno alcuni fattori meteorologici, quali l'altezza, composizione e pressione degli alti strati della atmosfera, il loro contenuto in ioni ed elettroni, la costante dielettrica di detti strati, l'azione delle radiazioni solari, il campo magnetico terrestre ecc. Stimo ora opportuno dire qualche cosa sull' importante argomento, rimandando, per più ampio sviluppo, ad un mio studio sulle teorie della propagazione delle onde hertziane. (1)

L'azione dei fattori meteorologici, messa recentemente in luce in un magistrale lavoro del Pedersen (2), si comprende in maniera intuitiva, se si riflette che, secondo le moderne teorie verificate dalla esperienza, un antenna marconiana o hertziana irradia, specie quando vibra secondo armoniche dell'onda fondamentale, due specie di raggi elettromagnetici: quello diretto o terrestre H (fig. 1), che, emesso in direzione sensibilmente orizzontale o pochissimo inclinata, si propaga parallelamente alla superficie della terra, e quello indiretto o atmosferico TO emesso obliquamente verso

(1) G. VANNI. Sulle teorie della propagazione delle onde hertziane e specialmente di quelle elettro e magneto ioniche. Roma, *Rivista Radio*, n. 3, marzo 1929.

(2) PEDERSEN. The propagation of radio waves. Copenaghen, 1927.

l'alto e che si propaga fin nelle elevate regioni della atmosfera. Al raggio diretto o terrestre sono principalmente dovuti i fenomeni delle onde lunghe (di quelle cioè la cui lunghezza supera 1000 m.) e di cui la serie venne iniziata dal Marconi quando, verso la fine del 1901, effettuò la prima trasmissione transoceanica tra l'Inghilterra (Poldhu) e il Canadà (Capo Breton) alla distanza di circa 4500 km, vincendo l'ostacolo, alto circa 400 km, frapposto dalla curvatura della terra.

È noto che fu appunto per spiegare come mai i raggi hertziani, emessi orizzontalmente da Poldhu, contornassero la superficie della terra arrivando fino al Canadà, invece di perdersi nello spazio, che il prof. Kennelly [1] e l'Heaviside [2], emisero, quasi contemporaneamente nel 1902, la ipotesi della esistenza, nelle alte regioni della atmosfera a $80 \div 100$ km., di uno strato formato da aria rarefatta e conduttrice. Questo strato, che da essi prese il nome, veniva a limitare verso l'alto una specie di guscio atmosferico concentrico alla terra, limitato inferiormente dalla superficie conduttrice dell'oceano; esso costituiva il dielettrico di un enorme condensatore sferico, di cui le armature erano costituite, in alto, dallo strato Kennelly-Heaviside, e inferiormente, dalla superficie del suolo o del mare.

La ipotesi Kennelly - Heaviside era, come si vede, importante, perchè, oltre a dare una spiegazione plausibile della grande portata delle onde hertziane malgrado la curvatura della terra, costituiva il primo esempio dell'azione di un fattore meteorologico, le condizioni elettriche della alta atmosfera, nella propagazione delle onde hertziane a grande distanza. Ma detta ipotesi non richiamò sufficientemente l'attenzione dei fisici e dei tecnici e fu quindi messa da parte, fino all'epoca in cui, negli anni 1916, 1917 e 1919, il Marconi effettuò, in Italia ed in Inghilterra, delle trasmissioni radiotelegrafiche con onde di 2 metri, e radiofoniche fra Hendon e Birminghan con onde di 15 metri [3], mettendo così in evidenza la efficacia delle onde corte per le trasmissioni lontane e prepa-

---

(1) KENNELLY. *Electrical World and Eng.*, marzo 1902.

(2) HEAVISIDE. *Enciclopedia britannica*. IX ed., pag. 215, dic. 1902.

(3) MARCONI. *Journ. of the Royal Soc. of Arts*, pag. 610, luglio 1924.

rando, si noti, la via alle esperienze del 1922, epoca in cui i radiodilettanti europei ed americani riuscirono a stabilire delle comunicazioni bilaterali tra l'Europa e l'America, mediante onde di lunghezza intorno ai 200 metri.

È essenziale insistere sul fatto (essendo questo un punto importante, ma talvolta controverso della storia delle radiotrasmissioni) che, molto prima di tali prove, il Marconi aveva praticamente dimostrato, con le esperienze sopraccennate, la utilità delle onde corte comprese fra 2 e 15 metri per l'invio, a distanza, di trasmissioni radiotelegrafiche e radiotelefoniche. Nella primavera del 1923, utilizzando una piccola stazione trasmittente a Poldhu in Cornovaglia ed una stazione ricevente installata a bordo dello yacht Electra, che si andava spostando in alcuni porti della Spagna, del Marocco e delle Isole del Capo Verde, egli intraprese una serie di prove sistematiche dirette a studiare il comportamento delle onde corte nelle diverse ore del giorno e della notte. Il 30 maggio 1924, il Marconi riuscì, per la prima volta, ad effettuare una trasmissione radiofonica a lunga distanza tra Poldhu e Sydney in Australia, su onda di 92 metri e con una potenza di poco superiore a 20 kW. (1).

Sperimentando successivamente con onde di 92, 60, 47 e 32 metri, egli potè studiare il diverso comportamento di tali onde e la loro diverse attenuazione, secondo che tutta, o la maggiore parte della traiettoria seguita nello strato di Kennelly-Heaviside, si trova in luce ovvero nella oscurità, stabilendo altresì il fatto importante, ritrovato poi teoricamente dal Pedersen e da altri, che, per onde comprese fra detti limiti, l'assorbimento prodotto dalla luce solare decresce rapidamente con la lunghezza d'onda. Con onda di 32 metri per es., egli potè, nell'ottobre 1924, trasmettere segnali da Poldhu a Sydney per 23 ore circa su 24, con soli 12 kilowatt di potenza, anche quando l'arco di cerchio massimo fra le due stazioni era esposto alla luce solare (2).

Queste prove furono effettuate, sia con antenne ordinarie a radiazione circolare senza riflettori, sia con speciali sistemi costi-

(1) MARCONI. *Journ. of the Royal Soc. of Arts*, pag. 127, dic. 1924.

(2) MARCONI. Le radio comunicazioni a fascio. *Nuova Antologia*, nov. 1926.

tuiti da antenne filiformi disposte parallelamente ad altri fili funzionanti da riflettori e costituenti, con i primi, dei doppi reticolati ad elementi paralleli. Tali sistemi di radiazione detti a fascio (beam system) presentano grandi vantaggi su quelli ordinari a irradiazione circolare, e, fra gli altri, quello di concentrare le onde emesse dentro un settore angolare esteso per circa 5 gradi dai due lati dell'asse di trasmissione, la energia emessa al di là di quest'angolo non superando di molto il 5 per cento di quella massima centrale, la stazione ricevente avendo un riflettore simile orientato nella direzione della stazione corrispondente. Altro vantaggio considerevole è che, con i sistemi a fascio, rimane diminuito l'effetto delle perturbazioni parassite elettroatmosferiche, e, inoltre, può aumentare (circostanza di grande importanza pratica) il numero di parole trasmesse nella unità di tempo, in guisa da potere trasmettere e ricevere, nei due sensi fra le due stazioni corrispondenti situate a distanze di parecchie migliaia di chilometri, non meno di 100 parole al minuto. Fu appunto in seguito ai buoni risultati ottenuti che, nello stesso anno 1924, il governo inglese stipulò con la Compagnia Marconi un contratto per la costruzione di stazioni radio del sistema direttivo a fascio che permettessero al Governo inglese di stabilire un servizio rapido di comunicazioni fra l'Inghilterra ed i domini inglesi del Canadà, del Sud Africa, dell' India e dell' Australia. Le onde adibite a questi diversi servizi sono comprese tra 16 e 34 metri circa, la potenza di emissione non essendo superiore a 20 kW.

La tecnica dei sistemi di comunicazione per onde elettromagnetiche realizzati con onde corte, che ebbe per punto di partenza gli esperimenti iniziati dal Marconi nel 1916 e ininterottamente continuati in seguito, venne così a subire una profonda, sostanziale modificazione, e, come spesso accade nello sviluppo delle grandi invenzioni, essa ebbe una profonda ripercussione anche nelle ricerche scientifiche. I numerosi esperimenti, fatti con e senza antenne dirigibili a fascio, misero in luce la influenza che la posizione e l'altezza del sole esercitano sulla via prescelta dalle onde nelle alte regioni dell'atmosfera, dimostrando che, durante il periodo mattinale o diurno dell'Inghilterra, le onde preferiscono viaggiare dall'Inghilterra in Australia nella direzione

occidentale attraverso l'Atlantico, l'America centrale ed il Pacifico, seguendo la via più lunga che è approssimativamente 12.200 miglia nautiche (22.600 km.), mentre, durante il pomeriggio e parte del periodo notturno, le onde viaggiano preferibilmente in direzione orientale attraverso la Russia, l'Asia, le Indie Olandesi, seguendo una via più corta, che vale circa 10.000 miglia (18.500 km).

Per spiegare questo singolare comportamento delle onde corte, si riprese, dopo il 1924, la ipotesi di Kennelly-Heaviside sottoponendola ad un più profondo esame e completandola con una teoria elaborata fin dal 1912 dal professore Eccles (1). Secondo questa teoria, successivamente modificata dall'Appleton (2), da Nichols, Schelleng (3), Taylor, Hulburt (4) e dal Pedersen, nel già citato suo magistrale lavoro, lo strato di Heaviside non si deve intendere come formato da una superficie conduttrice unica, ma da una serie di strati costituenti una specie di guscio o zona sferica concentrica alla terra la quale si estende in seno alla atmosfera, a partire da un altezza di 80 km circa, fin verso i 150 o 200 km. La conduttività di questo strato che, prima nel 1902, veniva attribuita a circostanze poco ben definite connesse col grado di rarefazione, si riconobbe essere dovuta al fatto che, per azione della radiazione solare, esso viene ionizzato, in guisa da contenere, per ogni unità di volume, un gran numero di ioni e di elettroni liberi. La presenza di questi produce due effetti importanti: diminuisce la costante dielettrica dell'aria al disotto del valore *uno* che ha quando, nelle basse regioni dell' atmosfera, è poco o punto ionizzata, e conferisce all'aria stessa una certa conduttività, paragonabile a quella dell'acqua marina o del suolo umido, e forse anche superiore.

Per effetto della diminuzione della costante dielettrica diminuisce altresì, in virtù della nota relazione di Maxwell (che si può ritenere vera in prima approssimazione) il valore dell'indice di rifrazione dell'aria per le onde elettromagnetiche, e si arriva alla con-

---

(1) ECCLES, *Proc. Roy. Soc.*, vol. 87, p. 79. 1912.

(2) APPLETON, *Electrician*, vol. 98. 1927.

(3) NICHOLS and SCHELLENG, *Bell System Tech. Journal*, vol. 4. 1925.

(4) TAYLOR and HULBURT, *Phys. Review*. vol. 27. 1926.

seguenza importante che i raggi hertziani irradiati obliquamente in alto dalle antenne radiotelegrafiche, anche se di piccole dimensioni e ridotte ad un solo filo verticale, si propagano in linea retta fino a che, giunti (fig. 1) nei primi strati della zona Kennelly-Heaviside, ove trovano un indice di rifrazione minore dell'unità, si rifrangono in O, secondo OA allontanandosi dalla normale come avviene nel passaggio della luce da un mezzo in uno meno rifrangente, e, nei diversi strati di detta zona, subiscono una serie di rifrazioni successive susseguentisi con continuità, dando luogo ad una traiettoria curvilinea, con la concavità rivolta in basso.

I successivi angoli di rifrazione, crescendo così successiva-

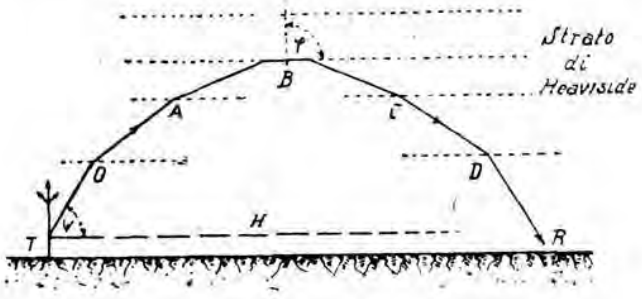


Figura 1.

mente, raggiungono, in B il valore limite di un angolo retto, verificando le note condizioni critiche della riflessione totale; allora il raggio hertziano, anzichè continuare a propagarsi in alto nella zona di Heaviside, si rifletterà e tornerà verso terra secondo un cammino discendente BCD presso a poco simmetrico con quello ascendente. Il raggio riflesso incontrerà quindi il suolo in R, ad una certa distanza dal punto di partenza, distanza che la teoria dimostra dipendere, sopratutto, dal valore della curvatura assunta dal raggio hertziano nel vertice superiore della sua traiettoria, ma che è in generale assai grande, fino a raggiungere il valore di 15 o 20 mila km. e più. È da notare che, utilizzando i fenomeni di propagazione delle onde lunghe, superiori ad alcuni chilometri, non si ottengono queste portate se non a condizione di adoperare, alla emissione, potenze assai rilevanti di alcune centinaia di kilowatt, e di irradiarle mediante antenne metalliche di grandi dimen-

sioni, portate da torri assai elevate (200 m e più) sul livello del suolo.

La ragione di questa marcata superiorità delle onde corte su quelle lunghe nelle trasmissioni a grande distanza si deve a diverse circostanze, ma sopratutto al fatto che, mentre le onde lunghe si propagano nel mare o nel terreno, subendovi attenuazioni considerevoli, le onde corte si propagano nella zona conduttrice ionizzata di Kennelly-Heaviside, subendovi una attenuazione che, secondo le citate esperienze del Marconi, e come ha dimostrato per via teorica il Pedersen (1), decresce proporzionalmente al quadrato della lunghezza d'onda e al numero di ioni ed elettroni

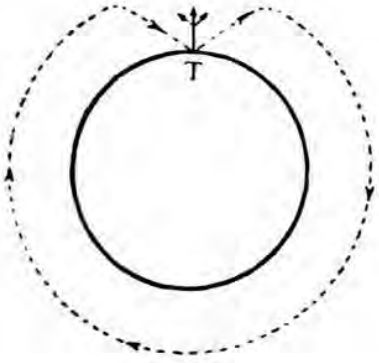


Figura 2.

esistenti, per unità di volume, nella alta atmosfera. Segue quindi che tanto più corta è l'onda, purchè non al disotto di un certo limite, tanto più diminuisce la attenuazione subìta, ed, inoltre, quando l'onda elettromagnetica si propaga in una zona di Heaviside sovrastante ad una regione del globo ove è scarsa la ionizzazione, perchè è notte, l'attenuazione dell'onda riesce molto piccola e la portata maggiore, fino a raggiungere portate dell'ordine di mezzo meridiano terrestre (20.000 km.).

È da notare che la diminuzione di attenuazione e di smorzamento può arrivare a tal punto che i raggi hertziani partiti,

(1) PEDERSEN. The propagation of Radio Waves, pag. 215.

p. es., da T (fig. 2) possono non solo andare a distanze grandissime, ma fare anche l'intero giro del globo ritornando a terra al punto di partenza. Si hanno così i fenomeni interessanti della eco elettromagnetica, recentemente studiati dai tecnici della Telefunken nelle trasmissioni da Nauen a Buenos Ayres e dal prof. Störmer della Università di Oslo (1).

Prendendo ora in esame le meravigliose esperienze fatte il 26 marzo 1930, si deduce, da quanto è stato sopra accennato che, se il Marconi ha potuto stando a Genova, a bordo dell'Electra, effettuare sia direttamente, sia indirettamente, la attivazione del relais che ha acceso le duemila e più lampade del palazzo della Esposizione di Sidney, se egli ha potuto da Genova conversare col

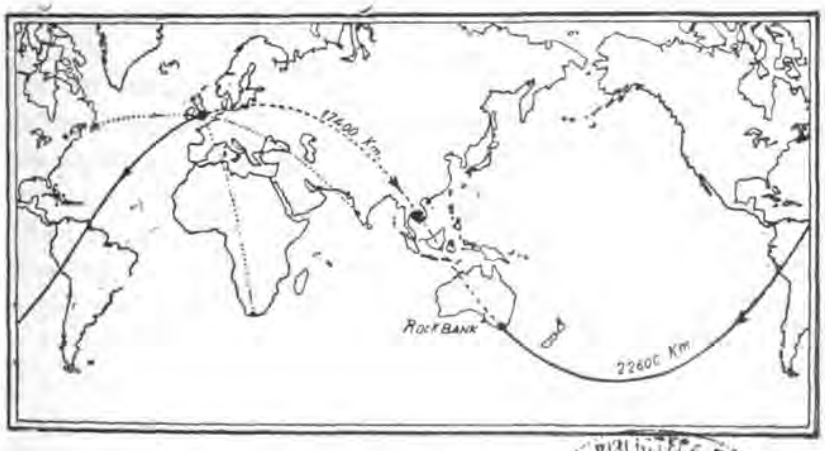


Figura 3.

BIBLIOTECA NAZ. ROMA VITTORIO EMANUELE

Presidente della esposizione e con altre persone della rete telefonica ordinaria australiana, a più di 20.000 km, di distanza, utilizzando l'impianto di potenza limitata (meno di un kilowatt) di cui poteva disporre, questo duplice meraviglioso risultato si deve, oltre che alla prodigiosa abilità sperimentale dal Marconi, alla utilizzazione di nuovi dispositivi di emissione estremamente stabili ed estremamente precisi da lui escogitati, ed alla conoscenza

(1) STÖRMER, *Onde électrique*, dicembre 1928.

profonda che il Marconi ed i suoi ingegneri hanno acquistato, in seguito a lunga esperienza fino dal 1919, delle condizioni elettriche e meteorologiche della atmosfera, le quali regolano la traiettoria dei raggi elettromagnetici a grandi distanze. Le onde partite dall'Europa il 26 marzo avevano due vie principali per arrivare in Australia (fig. 3); quella più breve diretta verso l'Oriente lunga 17.400 km, che, attraverso la Russia europea ed asiatica, la Cina, le Indie olandesi ed il Continente australiano arriva alla stazione di Rock Bank, ovvero quella più lunga, diretta verso l'Occidente che, attraverso l'Atlantico, l'America del sud ed il Pacifico, va pure a Rock Bank, dopo un percorso di 22.600 km. Data l'ora della emissione e la lunghezza d'onda adoperata (26 metri circa), la via che offriva minore attenuazione e minore ostacolo alle onde era quella più lunga, vale a dire quella attraverso l'Atlantico e il Pacífico.

È inutile insistere sulla importanza delle esperienze del Marconi, la quale è evidente per sè, come pure sulle applicazioni che esse avranno e la cui traduzione in atto non si farà lungamente attendere. Il Marconi ha dimostrato essere possibile quello che sembrava un sogno tempo fa e che era stato inutilmente tentato da scienziati insigni, fra cui il Tesla, verso la fine del secolo scorso: di utilizzare, cioè, le proprietà elettriche delle alte regioni dell'atmosfera per effettuare, a grande distanza, il trasporto di quantità di energia piccole in sè, ma sufficienti per mettere in giuoco, con un dispositivo a relais, quantità di energia maggiori atte a produrre effetti cospicui: accensione di lampade, brillamento di mine, messa in moto di dinamo ecc. Questo, si noti, non a distanza di 100 o 1000 km, come si è fatto finora ma a distanze dell'ordine del mezzo meridiano terrestre (più di 20.000 km).

Altra applicazione non meno meravigliosa la quale apre una nuova via alle trasmissioni radiotelefoniche a grande distanza, è che, disponendo, non dei grandi impianti di una stazione terrestre ordinaria od a fascio, ma utilizzando le onde circolari irradiate da un aereo di piccola altezza ed i dispositivi che si hanno a bordo di una nave, si potrà, d'ora innanzi, conversare per radiotelefonia o per telefonia, con una persona situata sia sopra un'altra nave, sia in un punto qualunque del globo, senza limite di di-

stanza, stando in uno qualunque dei 30 milioni di posti telefonici della rete mondiale.

Non sembra quindi esagerata l'affermazione che le esperienze del Marconi, fatte a Genova il 26 marzo e nei giorni successivi, siano destinate a fare epoca nella tecnica delle trasmissioni elettromagnetiche a lunga distanza; e conviene rendere omaggio al genio di questo illustre italiano, il quale, esempio unico piuttosto che raro nella storia delle invenzioni, ha il vanto di avere non solo fatto, 35 anni fa, una grande scoperta, portandola subito nel campo pratico, ma di averla costantemente padroneggiata, mantenendosi sempre alla testa, primo fra tutti.

Prof. GIUSEPPE VANNI.

Teorema sulle reti elettriche passive [1]

SOMMARIO. — *Viene data la dimostrazione di un teorema che consente in una rete elettrica passiva, i cui lati siano costituiti da resistenza, capacità ed induttanza, di eliminare un nodo senza alterare allo stato di regime la distribuzione delle correnti e delle tensioni nel resto della rete.*

Per dimostrare l'utilità del teorema stesso, ne viene indicata l'applicazione al caso di un ponte di Wheatstone qualora debba considerarsi l'effetto della capacità dei lati del ponte verso terra.

In questo studio viene data la dimostrazione di un importante e poco noto teorema sulle reti elettriche passive enunciato la prima volta, nel caso di una rete di capacità, dal Campbell [2], e successivamente, nel caso di reti a lati con resistenze, capacità ed induttanze, dal Rosen [3], il quale ultimo ha indicato il teorema stesso come una generalizzazione del teorema di Kennelly [4], dell'equivalenza di un sistema stellare a tre raggi ad un sistema triangolare, senza però dare del teorema generalizzato una dimostrazione diretta.

Il teorema di cui sopra può enunciarsi come segue.

« In una rete elettrica passiva, un nodo n, che non sia alimentato dall'esterno, può essere soppresso, senza alterare la distribuzione, allo stato di regime, dei potenziali e delle correnti nel resto della rete, purchè le conduttanze immaginarie tra i nodi terminali dei raggi uscenti dal nodo n da sopprimere siano aumentate del prodotto delle conduttanze immaginarie dei raggi uscenti da n e terminanti ai due nodi, tra i quali l'induttanza stessa viene

(1) La prima parte di questo studio venne pubblicata nei *Rendiconti della R. Accademia nazionale dei Lincei*, vol XIII, serie 6ª, 1° sem., fasc. I., 1931.

(2) G. A. CAMPBELL, Direct Capacity Measurement. *Bell System Technical Journal*, luglio 1922.

(3) A. ROSEN. A New Network Theorem. *Journal I. E. E.*, 1924, vol. 62.

(4) A. E. KENNELLY. The equivalence of triangles and three pointed star in conducting networks. *Electrical World and Engineer*, vol. XXIV, n. 12.

considerata, divisa per la somma delle conduttanze immaginarie dei raggi uscenti da n ».

In particolare, riferendoci alla rete della figura 1, possiamo in essa sopprimere il nodo n senza alterare la distribuzione, allo stato

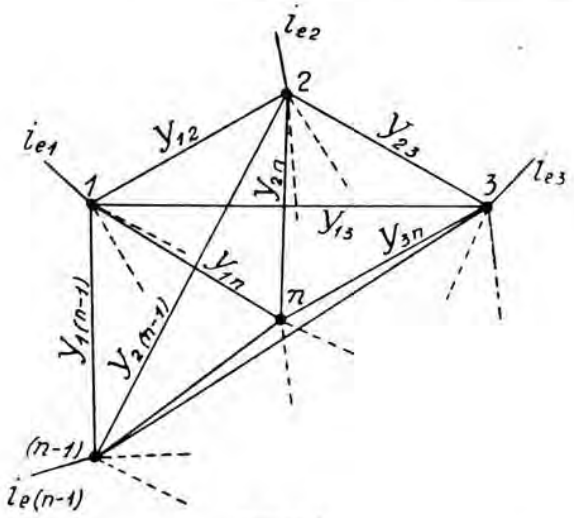


Figura 1.

di regime, delle correnti e dei potenziali nel resto della rete, purchè le conduttanze immaginarie Y, tra i nodi terminali di due qualsiasi dei raggi uscenti da n, siano sostituite dalle nuove conduttanze immaginarie Y' date dalle seguenti relazioni:

$$
\left.
\begin{aligned}
&\left[Y'_{1s} = Y_{1s} + \frac{Y_{1n}\, Y_{sn}}{\sum_{r=1}^{n-1} Y_{rn}} \right]_{\text{per } s = 2, 3, \cdots, (n-1)} \\
&\left[Y'_{2s} = Y_{2s} + \frac{Y_{2n}\, Y_{sn}}{\sum_{r=1}^{n-1} Y_{rn}} \right]_{\text{per } s = 1, 3, \cdots, (n-1)} \\
&\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\
&\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\
&\left[Y'_{(n-1)s} = Y_{(n-1)s} + \frac{Y_{(n-1)n}\, Y_{sn}}{\sum_{r=1}^{n-1} Y_{rn}} \right]_{\text{per } s = 1, 2, \cdots, (n-2)}
\end{aligned}
\right\} \qquad (1)
$$

Per dimostrare il toerema suddetto, è necessario prima stabilire le relazioni che, in una rete elettrica, i cui lati comprendono resistenze, capacità ed induttanze, legano allo stato di regime le correnti di alimentazione ai potenziali nei diversi nodi della rete stessa. A tale scopo, riferendoci ad una rete qualunque a n nodi, indichiamo in un dato istante con $i_{e1}, i_{e2}, \cdots, i_{en}$ le correnti di alimentazione dall'esterno dei nodi $1, 2, \cdots, n$ della rete; con $|i_{1s}|_{\text{per } s=2,3,\cdots,n}$, $|i_{2s}|_{\text{per } s=1,3,\cdots,n}$, $\cdots$, $|i_{ns}|_{\text{per } s=1,2,\cdots,(n-1)}$ le correnti nei lati che fanno capo rispettivamente ai nodi $1, 2, \cdots, n$; con $v_1, v_2, \cdots, v_n$ i potenziali nei nodi $1, 2, \cdots, n$.

Applicando ai nodi $1, 2, \cdots, n$ il primo principio di Kirkhoff, avremo:

$$\left.\begin{aligned} i_{e1} &= i_{12} + i_{13} + \cdots + i_{1n} \\ i_{e2} &= i_{21} + i_{23} + \cdots + i_{2n} \\ &\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ &\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ i_{en} &= i_{n1} + i_{n2} + \cdots + i_{n(n-1)}. \end{aligned}\right\} \qquad (2)$$

Tra i potenziali di due nodi qualsiasi della rete e la corrente che percorre il lato che collega i due nodi stessi, si hanno, inoltre, le seguenti relazioni:

$$\left[v_1 - v_s = R_{1s}\, i_{1s} + L_{1s}\frac{di_{1s}}{dt} + \frac{1}{C_{1s}}\int i_{1s}\, dt\right]_{\text{per } s=2,3,\cdots,n}$$

$$\left[v_2 - v_s = R_{2s}\, i_{2s} + L_{2s}\frac{di_{2s}}{dt} + \frac{1}{C_{2s}}\int i_{2s}\, dt\right]_{\text{per } s=1,3,\cdots,n}$$

$$\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots$$

$$\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots$$

$$\left[v_n - v_s = R_{ns}\, i_{ns} + L_{ns}\frac{di_{ns}}{dt} + \frac{1}{C_{ns}}\int i_{ns}\, dt\right]_{\text{per } s=1,2,\cdots,(n-1)}$$

Nel caso che le correnti i e le tensioni v siano funzioni armoniche semplici del tempo, di pulsazione ω, considerando lo stato di regime si avrà:

$$\left[v_1 - v_s = \left(R_{1s} + j\omega L_{1s} + \frac{1}{j\omega C_{1s}}\right) i_{1s}\right]_{\text{per } s = 2,3,\cdots,n}$$

$$\left[v_2 - v_s = \left(R_{2s} + j\omega L_{2s} + \frac{1}{j\omega C_{2s}}\right) i_{2s}\right]_{\text{per } s = 1,3,\cdots,n}$$

$$\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots$$

$$\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots$$

$$\left[v_n - v_s = \left(R_{ns} + j\omega L_{ns} + \frac{1}{j\omega C_{ns}}\right) i_{ns}\right]_{\text{per } s = 1,2,\cdots,(n-1).}$$

Ovvero indicando con Y_{1s}, Y_{2s}, $\cdots$, le conduttanze immaginarie si ha:

$$[(v_1 - v_s)\, Y_{1s} = i_{1s}]_{\text{per } s = 2,3,\cdots,n}$$
$$[(v_2 - v_s)\, Y_{2s} = i_{2s}]_{\text{per } s = 1,3,\cdots,n}$$
$$\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots$$
$$\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots$$
$$[(v_n - v_s)\, Y_{ns} = i_{ns}]_{\text{per } s = 1,2,\cdots,(n-1).}$$

Sostituendo detti valori di $i_{1s}, i_{2s}, \cdots, i_{ns}$ nel sistema di equazioni 2, si avrà:

$$\left.\begin{aligned} i_{e1} &= (v_1 - v_2)\, Y_{12} + (v_1 - v_3)\, Y_{13} + \cdots + (v_1 - v_n)\, Y_{1n} \\ i_{e2} &= (v_2 - v_1)\, Y_{21} + (v_2 - v_3)\, Y_{23} + \cdots + (v_2 - v_n)\, Y_{2n} \\ &\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ &\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ i_{en} &= (v_n - v_1)\, Y_{n1} + (v_n - v_2)\, Y_{n2} + \cdots + (v_n - v_{(n-1)})\, Y_{n(n-1)}. \end{aligned}\right\} \quad (3)$$

Ne segue dunque che in una rete elettrica passiva, allo stato di regime, le correnti di alimentazione sono funzioni lineari omogenee dei potenziali che si hanno ai nodi della rete stessa; le relazioni sono identiche a quelle che si hanno in un sistema di conduttori tra le cariche e i potenziali dei conduttori stessi.

Premesso quanto sopra, per dimostrare l'equivalenza della rete della figura 1 a quella della figura 2, nella quale il nodo n è stato soppresso e ai valori delle conduttanze immaginarie tra i nodi terminali dei raggi uscenti da n sono stati sostituiti i valori Y' dati

dalle relazioni (1), immaginiamo che le correnti di alimentazione dall'esterno della rete della figura 1, che indicheremo con $i_{e1}, i_{e2}, \cdots, i_{en}$, siano eguali alle correnti di alimentazione dall'esterno dei corrispondenti nodi della rete della figura 2; indichiamo allora con $v_1, v_2, \cdots, v_{(n-1)}$ i potenziali dei nodi $1, 2, \cdots, (n-1)$ della rete della figura 1 e con $v_1', v_2', \cdots, v'_{(n-1)}$ i potenziali dei corrispondenti nodi $1, 2, \cdots, (n-1)$ della figura 2; perchè le due reti siano equivalenti, i potenziali dei nodi corrispondenti dovranno risultare eguali.

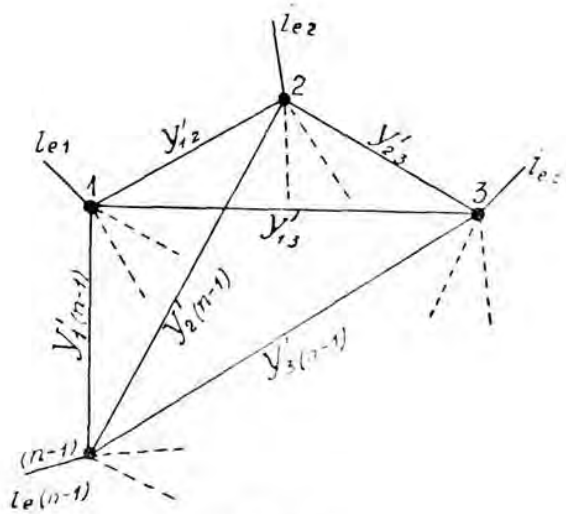


Figura 2.

Applichiamo le relazioni di cui al sistema (3) al caso delle reti della figura 1 e figura 2: nel caso della figura 1, tenendo presente che il nodo n da sopprimere non è alimentato dall'esterno, avremo:

$$\left.\begin{aligned} i_{e1} &= (v_1 - v_2)\, Y_{12} + (v_1 - v_3)\, Y_{13} + \cdots + (v_1 - v_n)\, Y_{1n} \\ i_{e2} &= (v_2 - v_1)\, Y_{21} + (v_2 - v_3)\, Y_{23} + \cdots + (v_2 - v_n)\, Y_{2n} \\ &\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ &\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ 0 &= (v_n - v_1)\, Y_{n1} + (v_n - v_2)\, Y_{n2} + \cdots + (v_n - v_{(n-1)})\, Y_{n(n-1)}. \end{aligned}\right\} \quad (4)$$

Nel caso della rete della figura 2 avremo:

$$\left.\begin{aligned}
i_{e1} &= (v_1' - v_2')\,Y_{12}' + (v_1' - v_3')\,Y_{13}' + \cdots + (v_1' - v'_{(n-1)})\,Y'_{1(n-1)} \\
i_{e2} &= (v_2' - v_1')\,Y_{21}' + (v_2' - v_3')\,Y_{23}' + \cdots + (v_2' - v'_{(n-1)})\,Y'_{1(n-1)} \\
&\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\
&\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\
i_{e(n-1)} &= (v'_{(n-1)} - v_1')\,Y'_{(n-1)1} + (v'_{(n-1)} - v_2')\,Y'_{(n-1)2} + \cdots + \\
&\qquad + (v'_{(n-1)} - v'_{(n-2)})\,Y'_{(n-1)(n-2)}.
\end{aligned}\right\} \quad (5)$$

Ricaviamo dall'ultima equazione del sistema (4) il valore v_n del potenziale nel nodo n da sopprimere e sostituiamolo nella prima equazione dello stesso sistema; avremo, tenendo presente che $Y_{rs} = Y_{sr}$

$$i_{e1} = Y_{12}(v_1 - v_2) + Y_{13}(v_1 - v_3) + \cdots + Y_{1n}\left[v_1 - \frac{Y_{n1}v_1 + Y_{n2}v_2 + \cdots + Y_{n(n-1)}v_{(n-1)}}{\sum_{r=1}^{n-1} Y_{nr}}\right]$$

$$= Y_{12}(v_1 - v_2) + Y_{13}(v_1 - v_3) + \cdots + \frac{Y_{n1}Y_{n2}(v_1 - v_2) + Y_{n1}Y_{n3}(v_1 - v_3) + \cdots + Y_{n1}Y_{n(n-1)}(v_1 - v_{(n-1)})}{\sum_{r=1}^{n-1} Y_{nr}}$$

$$= \left(Y_{12} + \frac{Y_{n1}Y_{n2}}{\sum_{r=1}^{n-1} Y_{nr}}\right)(v_1 - v_2) + \left(Y_{13} + \frac{Y_{n1}Y_{n3}}{\sum_{r=1}^{n-1} Y_{nr}}\right)(v_1 - v_3) + \cdots + \left(Y_{1(n-1)} + \frac{Y_{n1}Y_{n(n-1)}}{\sum_{r=1}^{n-1} Y_{nr}}\right)(v_1 - v_{(n-1)}).$$

Sostituendo il valore di v_n anche nelle altre equazioni $2, 3, \cdots, n-1$ del sistema (4) e tenendo presenti le relazioni (1), avremo in definitiva:

$$
\left.
\begin{aligned}
i_{e1} &= (v_1 - v_1)\,Y_{12}' + (v_1 - v_3)\,Y_{13}' + \cdots + (v_1 - v_{(n-1)})\,Y_1'{}_{(n-1)} \\
i_{e2} &= (v_2 - v_1)\,Y_{21}' + (v_2 - v_3)\,Y_{23}' + \cdots + (v_2 - v_{(n-1)})\,Y_2'{}_{(n-1)} \\
&\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\
&\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\
i_{e(n-1)} &= (v_{(n-1)} - v_1)\,Y'_{(n-1)1} + (v_{(n-1)} - v_2)\,Y'_{(n-1)2} + \cdots + \\
&\qquad + (v_{(n-1)} - v_{(n-2)})\,Y'_{(n-1)(n-2)}\,.
\end{aligned}
\right\} \quad (6)
$$

Confrontando il sistema (6) con quello (5) si rileva subito che:

$$
\begin{aligned}
v_1 &= v_1' \\
v_2' &= v_2' \\
&\cdots\cdots \\
v_{(n-1)} &= v'_{(n-1)}
\end{aligned}
\qquad \text{c. v. d.}
$$

In quanto sopra esposto, se invece delle conduttanze immaginarie dei lati della rete avessimo considerato le impedenze immaginarie X, si sarebbero avute, per le impedenze X' dei lati della rete della figura 2 ottenuta dopo la soppressione del nodo n, le seguenti espressioni:

$$
\left[X'_{1s} = \frac{1}{\dfrac{1}{X_{1s}} + \dfrac{1}{X_{1n} X_{sn} \displaystyle\sum_{r=1}^{n-1} \dfrac{1}{X_{rn}}}} \right]_{\text{per } s = 2, 3, \cdots, (n-1).}
$$

$$
\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots
$$

Il teorema suddetto risulta di grande utilità nello studio delle reti elettriche passive, inquantochè permette di passare rapidamente da reti molto complesse a reti molto semplici.

A tale riguardo riteniamo opportuno dare un esempio di applicazione del teorema suddetto, ed in particolare esaminiamo il caso di un ponte di Wheatstone a corrente alternata, nel quale non si possa trascurare l'effetto di capacità dei lati del ponte verso terra; di tale effetto si può approssimativamente tener conto considerando le capacità concentrate equivalenti disposte tra i vertici del ponte e la terra.

In definitiva, lo schema risulta quello della figura 3, in cui i valori indicati per i diversi lati del ponte rappresentano le conduttanze immaginarie dei lati stessi.

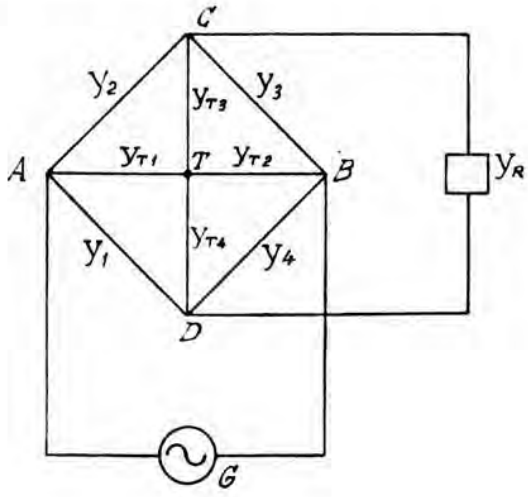


Figura 3.

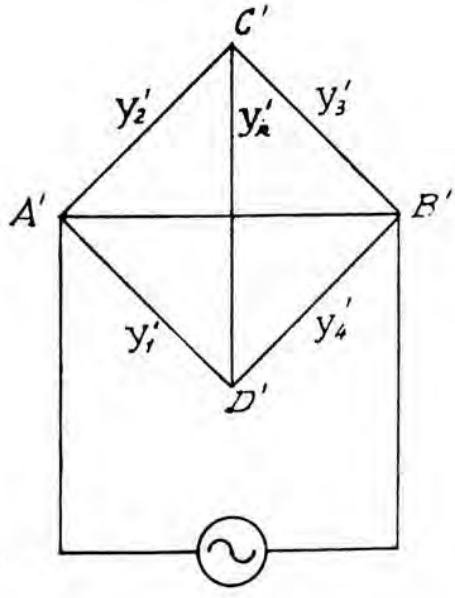


Figura 4.

Nel caso del ponte, ciò che interessa conoscere è la differenza di potenziale che si determina tra i vertici C e D, tra i quali è

inserito lo strumento rivelatore, allorchè tra i punti A e B sia applicata una forza elettromotrice armonica semplice, di ampiezza V e pulsazione ω, allo scopo di stabilire le condizioni necessarie perchè tale differenza di potenziale risulti nulla.

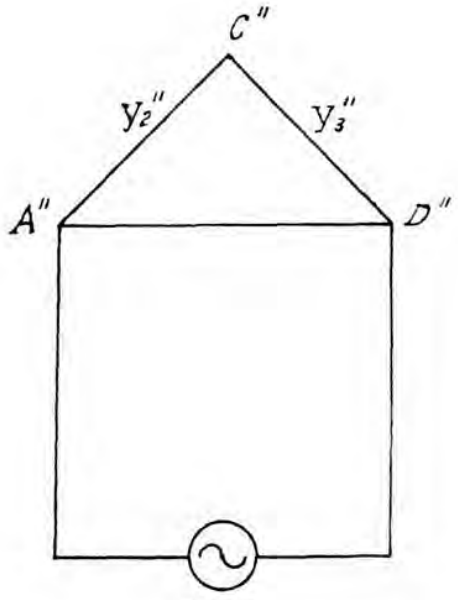


Figura 5.

Riferendoci alla rete della figura 3, cominciamo con il sopprimere il nodo T; otterremo così la rete della figura 4, che è quella caratteristica di un normale ponte di Wheatstone, nella quale le conduttanze immaginarie dei diversi lati risulteranno le seguenti:

$$A'D' = Y_1' = Y_1 + \frac{Y_{T_1} Y_{T_4}}{Y_{T_1} + Y_{T_2} + Y_{T_3} + Y_{T_4}}$$

$$A'C' = Y_2' = Y_2 + \frac{Y_{T_1} Y_{T_3}}{Y_{T_1} + Y_{T_2} + Y_{T_3} + Y_{T_4}}$$

$$C'B' = Y_3' = Y_3 + \frac{Y_{T_2} Y_{T_3}}{Y_{T_1} + Y_{T_2} + Y_{T_3} + Y_{T_4}}$$

$$B'D' = Y_4' = Y_4 + \frac{Y_{T_2} Y_{T_4}}{Y_{T_1} + Y_{T_2} + Y_{T_3} + Y_{T_4}}$$

$$C'D' = Y_R' = Y_R + \frac{Y_{T_3} Y_{T_4}}{Y_{T_1} + Y_{T_2} + Y_{T_3} + Y_{T_4}}$$

$$A'B' = \frac{Y_{T_1} Y_{T_2}}{Y_{T_1} + Y_{T_2} + Y_{T_3} + Y_{T_4}}$$

Riferendoci alla figura 4, sopprimiamo il nodo D'; avremo così la rete della figura 5, nella quale le conduttanze dei lati saranno date dalle seguenti espressioni:

$$A''C'' = Y_2'' = Y_2' + \frac{Y_R' Y_1'}{Y_R + Y_1' + Y_4'}$$

$$C''D'' = Y_3'' = Y_3' + \frac{Y_R' Y_4'}{Y_R + Y_1' + Y_4'}$$

Tenendo presente, allora, che tra i punti A'' e D'' la differenza di potenziale applicata ha l'ampiezza V, l'ampiezza della differenza di potenziale risultante tra i punti C'' e D'' sarà:

$$V_{C''D''} = \frac{I}{Y_3''} = \frac{V \dfrac{Y_2'' Y_3''}{Y_2'' + Y_3''}}{Y_3''} = \frac{Y_2''}{Y_2'' + Y_3''} V$$

Se, riferendoci alla figura 4, invece del nodo D' avessimo soppresso quello C', avremmo trovato con analogo procedimento:

$$V_{B''D''} = \frac{Y_1''}{Y_1'' + Y_4''} V$$

Ne segue che la differenza di potenziale tra i punti C e D risulterà:

$$V_{CD} = V_{C''D''} - V_{B''D''} = \left(\frac{Y_2''}{Y_2'' + Y_3''} - \frac{Y_1''}{Y_1'' + Y_4''} \right) V$$

Sostituendo i valori di sopra trovati, si ha in definitiva:

$$V_{CD} = \frac{Y_2' Y_4' - Y_1' Y_3'}{(Y_1' + Y_2' + Y_3' + Y_4') Y_R' + (Y_2' + Y_3')(Y_1' + Y_4')}$$

La condizione di equilibrio del ponte risulta quindi data dalla relazione nota:

$$Y_2' \, Y_4' = Y_1' \, Y_3'$$

Tale condizione differisce notevolmente dall'altra

$$Y_2 \, Y_4 = Y_1 \, Y_3$$

che si avrebbe trascurando gli effetti di capacità dei lati del ponte verso terra.

ing. ALGERI MARINO
MAGGIORE DEL GENIO AERONAUTICO

Sulla selettività dei radioricevitori [1]

SOMMARIO. — *Premesse alcune considerazioni sulla selettività, si determina e si propone l'uso di una espressione atta a stabilire ed a verificare la selettività di un radioricevitore in funzione dell'attenuazione della sua curva di risonanza, della differenza delle frequenze e della intensità di campo delle emissioni da separare.*

1° - Selettività e potere separatore.

Si definisce generalmente « selettività » di un radioricevitore la proprietà ch'esso possiede di separare due radioemissioni di lunghezza d'onda poco diversa, permettendo la perfetta ricezione di una di esse, senza che l'altra interferisca o disturbi in modo nocivo alla buona comprensione del segnale.

Sembrerebbe quindi che vi fosse stretta analogia fra la « selettività » di un radioricevitore e quella proprietà che si chiama in ottica « potere separatore » e che riguarda i dispositivi atti a separare nettamente in uno spettro di diffrazione due radiazioni di lunghezza d'onda poco diversa.

È in merito a tale analogia che talvolta si rappresenta quantitativamente la « selettività » con la stessa espressione analitica usata per il potere separatore, la quale, com'è noto, è:

$$\frac{\lambda}{\Delta \lambda} \qquad (1)$$

In ottica, però, la possibilità di separare due radiazioni dipende unicamente dai valori della loro lunghezza d'onda, o meglio dal rapporto $\frac{\lambda}{\Delta \lambda}$, che può benissimo venire assunto come caratteristica dello strumento impiegato per tale separazione.

Nel campo delle radioemissioni, invece, la possibilità di separare due radiazioni non dipende soltanto dalle loro lunghezze d'onda, bensì anche dalle loro intensità, o meglio dal rapporto fra

(1) Memoria presentata al II° Congresso nazionale ingegneri italiani.

le loro intensità, che può assumere un valore molto diverso dall'unità. È questo, anzi, il caso più interessante che si presenta in pratica, quando si hanno, in un ristretto campo di frequenze, due o più radioemissioni, delle quali una molto intensa, perchè dovuta ad un emettitore locale di considerevole potenza, e le altre debolissime rispetto alla precedente, perchè dovute ad emettitori lontani. È evidente che la selettività richiesta da un ricevitore per separare due radioemissioni le quali, differendo di $\Delta\lambda$ nella lunghezza d'onda, hanno una intensità presso a poco eguale, non sarà la stessa se le due emissioni hanno invece intensità molto diverse. Più precisamente, la selettività dovrà essere molto maggiore se si vuol ricevere la emissione più debole senza che l'altra disturbi, e potrà essere molto minore se ci si accontenta di ricevere solo l'emissione più intensa.

Con queste considerazioni, l'analogia sopradetta viene a perdere molto del suo valore, tanto che l'estensione alla « selettività » della stessa espressione (1) che rappresenta il « potere separatore », come è stato fatto da alcuni, sembra inopportuna ed insufficiente per una valutazione quantitativa.

2° - Condizioni di selettività.

D'altra parte, la determinazione di una espressione generale che serva alla misura della selettività e che, tenendo conto non soltanto delle frequenze ma anche delle intensità delle emissioni che si vogliono separare, si presti a tutti i casi concreti, non è affatto semplice, a causa delle svariate forme che può assumere la curva di risonanza dei radioricevitori.

In pratica, quando si vuol valutare la selettività di un radioricevitore occorre prendere in esame la sua curva di risonanza. Ma tanto il rilievo di tale curva quanto la sua verifica sperimentale sono un po' laboriosi e richiedono un tempo considerevole nonchè dei mezzi non sempre disponibili.

Quando però interessa verificare solamente se la selettività di un radioricevitore è tale ch'esso possa disimpegnare un determinato servizio, o viceversa quando si vuol stabilire a quale condizione deve soddisfare la selettività in un caso particolare, può

tornar comodo l'uso di una espressione che viene qui di seguito facilmente ricavata e che può anche, come è detto più oltre, essere verificata sperimentalmente senza alcuna difficoltà. Tale espressione che rappresenta, dunque, non la selettività di un radioricevitore in senso assoluto, ma soltanto una « condizione di selettività » alla quale deve soddisfare un tipo di radioricevitore in relazione alle particolari condizioni d'impiego, contiene appunto, oltre che il valore della differenza di frequenza Δf delle emissioni da separare, anche il rapporto fra le intensità delle emissioni stesse.

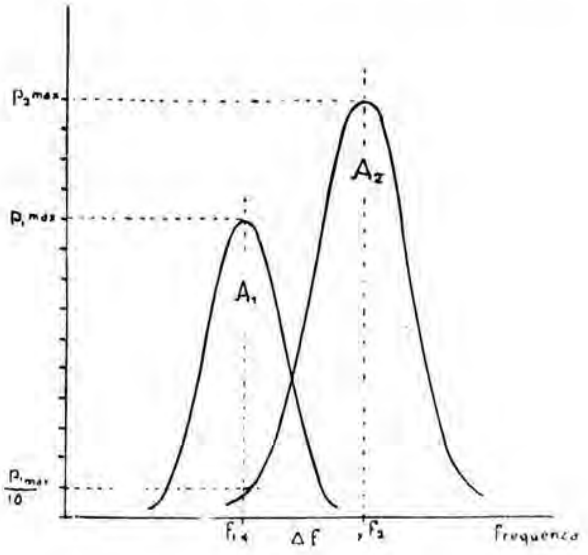


FIGURA 1.

Si debba impiegare un radioapparato in presenza di due radioemissioni A_1 e A_2 e sia richiesta la separazione di A_1 rispetto alla A_2. Siano f_1 e f_2 le frequenze delle emissioni che genereranno due diverse intensità di campo ε_1 ed ε_2 nel luogo della ricezione; siano, inoltre, p_1 e p_2 le rispettive correnti all'uscita del radioricevitore per ciascuna delle due emissioni. Le curve di risonanza, relative alle due emissioni ottenute col ricevitore suddetto, risulteranno presso a poco come in fig. 1.

Ammetteremo che, in pratica, se si hanno due radioemissioni A_1 e A_2 di frequenza poco diversa, condizione sufficiente perchè

si possa ritenere separata la prima di esse rispetto alla seconda, accordando il radioricevitore sulla prima, è che la corrente all'uscita dell'apparecchio, $p_{1\,max}$, per effetto di A_1, sia 10 volte maggiore della corrente p_2, prodotta dalla seconda A_2.

Ammetteremo inoltre che la corrente massima p all'uscita di un radioricevitore sia proporzionale al quadrato dell'intensità di campo ε, applicata all'ingresso, cioè che si abbia:

$$\frac{p_{1\,max}}{p_{2\,max}} = \frac{\varepsilon_1^{\,2}}{\varepsilon_2^{\,2}} \qquad (2)$$

Allora, nel caso considerato, perchè la A_1 sia separata dalla A_2, deve essere:

$$\frac{1}{10}\, p_{1\,max} \geq p_{2\,max}\, X \qquad (3)$$

dove X è l'attenuazione della curva per una variazione di frequenza $\Delta f = f_2 - f_1$ rispetto alla frequenza di risonanza f_2.

Se è r il rapporto delle intensità di campo $\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1}$, si potrà scrivere per la (2)

$$p_{2\,max} = r^2\, p_{1\,max}$$

che sostituita nella (3) dà:

$$\frac{1}{10\, r^2} \geq X$$

Misurando l'attenuazione della curva di risonanza in « decibel » (1), si ottiene la « condizione di selettività » desiderata

$$20\,(1 + \log_{10} r^2) \leq X_{dc} \quad \text{per} \quad \Delta f \qquad (4)$$

dove è

$$r = \frac{\text{intensità di campo spuria}}{\text{intensità di campo utile}}$$

X_{dc} = attenuazione in decibel della curva di risonanza per una variazione di frequenza Δf rispetto alla risonanza.

---

(1) Riferendosi alla nota definizione dell'unità di trasmissione si ha che l'attenuazione in decibel è data dall'espressione logaritmica:

$$X_{dc} = 20 \log_{10} \frac{p_{2\,max}}{p_2}$$

3° - Esempio.

Supponiamo di dover calcolare la « condizione di selettività » di un radioricevitore destinato a ricevere le emissioni lontane in presenza di una emissione locale.

Si abbiano ad esempio i seguenti dati:

- intensità di campo della emissione locale $\varepsilon_2 = 500\ \mu\ V/m$.
- intensità di campo della emissione lontana da ricevere $\varepsilon_1 = 50\ \mu\ V/m$.
- differenza minima fra la frequenza delle due emissioni $\Delta f = 10$ chilocicli.

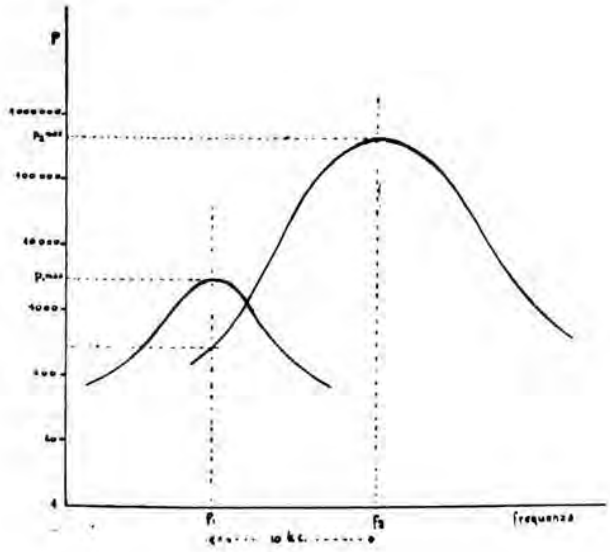


FIGURA 2.

Allora è:

$$r = \frac{500}{50} = 10$$

La « condizione di selettività » deve essere, secondo la (4)

$$20\ (1 + \log_{10} 100) \leq X \qquad \text{per 10 kc.}$$

ossia

$$X \geq 60\ \text{dc} \qquad \text{per 10 kc.}$$

La curva di risonanza deve cioè presentare una attenuazione di 60 decibel per una variazione di frequenza di 10 kc rispetto alla risonanza.

Infatti, ammesso che l'apparato abbia la selettività richiesta, le curve di risonanza relative alle emissioni A_1 e A_2 debbono risultare presso a poco come nella figura 2.

Si vede che, sintonizzando l'apparecchio sulla frequenza f_1, si deve ottenere una corrente p_2 uguale o minore di $\frac{1}{10}\ p_{1\,max}$.

Il valore di questa corrente p_2 risulta circa 1/1000 del valore massimo ottenibile con la sintonizzazione su f_2, rapporto che corrisponde appunto ad una attenuazione di

$$20 \log_{10} 1000 = 60 \text{ decibel}.$$

4° - Verifica sperimentale della selettività.

Per verificare se un apparecchio radioricevente soddisfa ad una « condizione di selettività » prestabilita, se cioè la sua curva di risonanza presenta una attenuazione di X decibel per Δf kc, si procede col seguente metodo.

1 - Per mezzo di un generatore di radiofrequenza modulata al 30 % con un'onda sonora (è consigliabile una frequenza acustica di 400 periodi al secondo), si applica al ricevitore una intensità di campo al valore appropriato in modo che nessuno stadio del ricevitore venga sovraccaricato.

2 - All'uscita del ricevitore si dispone un attenuatore tarato in decibel e un voltmetro a valvola secondo lo schema della fig. 3. Non è necessario che il voltmetro sia tarato, poichè esso deve servire solo come indicatore. Si regola quindi l'attenuatore ad un appropriato valore di attenuazione A, il quale viene assunto come base, in modo che il voltmetro a valvola dia una deviazione qualunque, che si assume come livello di riferimento, quando il ricevitore è perfettamente regolato alla risonanza.

3 - Si varia poi la frequenza del generatore di Δf, e si regola l'attenuatore al valore B, per il quale il voltmetro ritorna al livello di riferimento predetto.

La differenza $A - B$ delle letture fatte sull'attenuatore deve essere maggiore o uguale all'attenuazione X prefissata nella condizione di selettività.

Tale procedimento non presenta alcuna difficoltà e richiede mezzi certamente disponibili in un laboratorio di radiotecnica.

Il generatore può essere di un tipo qualunque; bisogna però che l'intensità dell'energia irradiata sia costante per piccole variazioni della frequenza portante e che il generatore stesso possegga un organo di regolazione tarato per effettuare variazioni di fre-

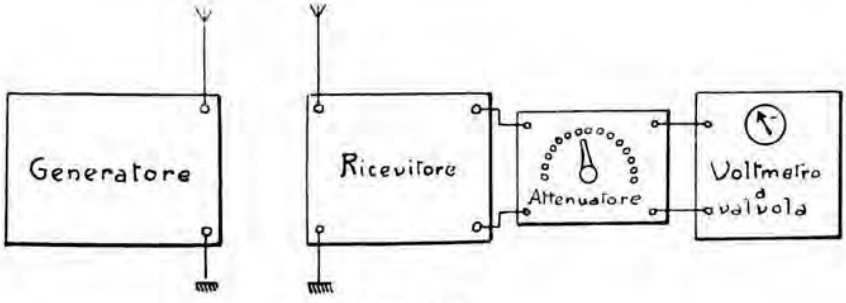


FIGURA 3.

quenza di qualche chilociclo in più o in meno della frequenza di prova. Se esso non possiede tale congegno, si può derivare sul condensatore del circuito oscillante un condensatore di piccola capacità, munito di indice e quadrante, e procedere alla taratura nel seguente modo.

Si porta l'indice del condensatore aggiunto sulla metà del quadrante; si mette in funzione il generatore senza la modulazione e lo si accorda sulla frequenza di prova a mezzo di un ondametro ad assorbimento. Si accorda, poi, sull'emissione del generatore predetto un radioricevitore a endodina munito di verniero; per mezzo di un casco telefonico o di un altoparlante si ascolta all'uscita del ricevitore il fischio prodotto dai battimenti; si regola la sintonia del ricevitore diminuendo la frequenza del fischio fino a che questo scompare. Si sposta poi il condensatore aggiunto dal generatore, facendo ricomparire il fischio di battimento, e lo si regola in modo da ottenere una nota di frequenza prefissata; ciò può essere fatto portando il fischio all'unisono con la nota di un diapason di fre-

quenza conosciuta. La frequenza del generatore è stata variata così di tanti cicli quanti sono quelli dati dalla frequenza del diapason.

Si ripete l'operazione più volte fino a poter abbracciare una gamma di 60.000 cicli, tracciando un grafico avente per ascisse la frequenza e per ordinate le graduazioni del condensatore aggiunto; il generatore risulta in tal modo tarato come occorre alla prova in oggetto.

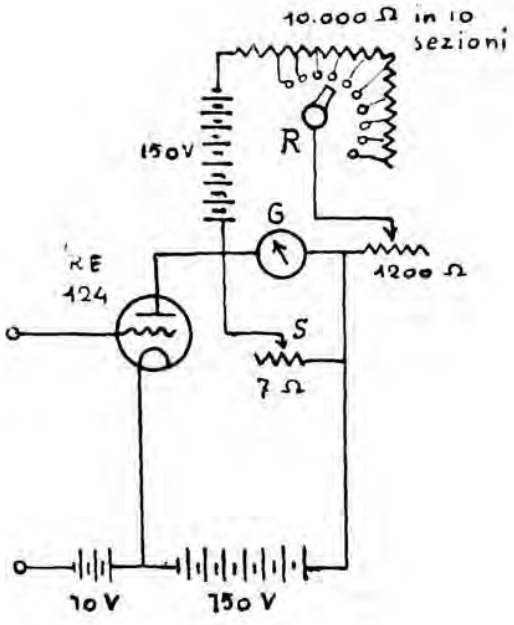


FIGURA 4.

Se il ricevitore da collaudare non possiede alcun filtro di uscita, talchè vi sia nel circuito esterno una componente continua, è necessario interporre fra il ricevitore e il voltmetro un filtro costituito da una capacità di almeno 8 microfarad e di una induttanza a nucleo di ferro di almeno 100 henry.

L'attenuatore deve essere tarato in decibel e deve presentare nel circuito di uscita del ricevitore una impedenza costante a qualunque regolazione. A tale scopo può servire anche l'intensimetro logaritmico tipo Sacco il quale però è tarato in neper.

Occorre allora tener presente che un punto dell'intensimetro suddetto, cioè un neper, corrisponde a circa 8,7 decibel.

Il voltmetro a valvola, che deve servire solo come indicatore, può essere di tipo qualunque e non occorre che sia tarato. In difetto di un tale apparecchio si potrà facilmente montare una valvola con lo schema della figura 4, dove figurano tutti gli elementi con i loro valori. La resistenza *R* e una batteria da 150 V servono a compensare la corrente anodica di riposo che attraversa lo strumento *G*. Questo deve essere un galvanometro di bassa resistenza interna, affinchè il dispositivo sia molto sensibile; *S*, poi, è un reostato usato in derivazione col galvanometro e serve per regolare la sensibilità dello strumento.

dr. ing. F. GALOTTI
Capitano del genio

Il frequenziometro campione assoluto del Laboratorio nazionale di radioelettricità (1)

SOMMARIO. — *L'installazione di misure assolute del Laboratorio nazionale di radioelettricità di Parigi ha per base la frequenza di un diapason eccitato elettricamente, del quale si moltiplica la frequenza mediante sincronizzazione di oscillatori sulle armoniche. La taratura assoluta del diapason si ottiene per demoltiplicazione col mezzo di un oscillatore al neon sincronizzato e di una ruota fonica insieme a un orologio astronomico. La precisione ottenuta è dell'ordine di 1 su 100.000. Le misure possono farsi pure con modulazione di un piezoscillatore.*

* * * * *

In uno studio apparso nella rivista *L'Onde électrique* fascicolo di agosto 1929, vennero descritti i metodi generali di misura assoluta delle frequenze radioelettriche e alcune installazioni esistenti. Nel fornire alcuni particolari sugli impianti del Laboratorio nazionale di radioelettricità di Parigi, si accennava che tale materiale era ancora provvisorio; oggi l'impianto definitivo è già impiegato da parecchi mesi, e ogni installazione sussidiaria è quasi terminata, cosicchè si può, dando una descrizione particolareggiata degli apparecchi, aggiungere alcune notizie sui risultati ottenuti.

Il complesso dell'installazione si compone di due grandi scaffali affiancati, il maggiore dei quali contiene il frequenziometro campione assoluto propriamente detto e diversi oscillatori secondari, e il secondo ha un gruppo ricevente, che permette di utilizzare il primo per il controllo delle emissioni da 15 a 30.000 kc/s.

Prima di passare ad un esame dei singoli apparecchi, conviene ricordare il principio generale su cui si basano le misure.

Un diapason in elinvar viene fatto vibrare elettricamente, e la corrente da esso fornita, dopo essere stata deformata, eccita, per

(1) Articolo pubblicato nella Rivista *L'Onde électrique*, ottobre 1930, pagg. 449 - 466.

urto, un circuito accordato su una delle sue armoniche; questa armonica, amplificata, sincronizza un primo oscillatore.

Si opera sulla corrente di questo oscillatore, come su quella del diapason, per sincronizzare un secondo oscillatore di frequenza più elevata. Per altissime frequenze, l'oscillatore campione secondario è a quarzo piezoelettrico modulato da uno degli oscillatori sincronizzati.

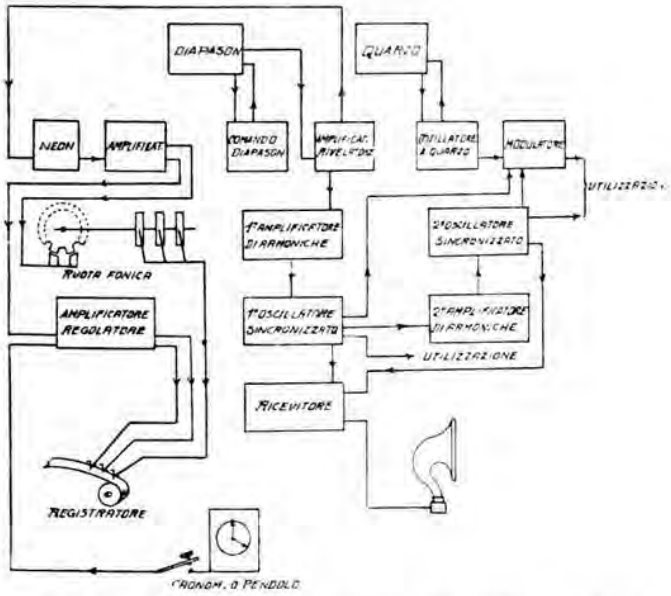


Figura 1. — Schema generale del frequenziometro campione assoluto.

Per tarare il diapason, si demoltiplica la sua frequenza mediante un oscillatore al neon sincronizzato, la cui corrente, amplificata, comanda una ruota fonica; registrati su una stessa zona i segnali dell'orologio e i giri della ruota, si può senz'altro passare alle misure.

Diapason.

Per varie ragioni di comodità e robustezza è stato adottato un diapason eccitato elettricamente come oscillatore campione di base; esso, della frequenza approssimativa di 1024 ç/s, costruito dalla

« Mécanique vibratoire », è in elinvar al fine di ridurre le variazioni dipendenti dalla temperatura, di cui si parlerà più avanti; esse sono, quindi, abbastanza deboli perchè non sia necessario, per la precisione per ora richiesta, l'impiego del termostato, considerando pure che la temperatura ambiente rimane quasi sempre compresa tra 20° e 25° C; si sta tuttavia studiando un regolatore di temperatura che tra breve verrà applicato.

Il diapason, contenuto in una cassetta, è installato orizzontalmente su una base pesante e rigida, sostenuta da gomma porosa; esso è fatto vibrare da un amplificatore, senza contatto; gli avvolgimenti hanno una forma speciale che venne scelta per aumentare il numero delle spire senza impiegare filo troppo sottile; i poli sono in lamiera sottile fissati su una calamita al cobalto. L'amplificatore ha un solo triodo, a debole resistenza interna, a grosso filamento toriato carburato, e quindi stabile; la tensione di griglia è fortemente negativa, per assicurare l'effetto di raddrizzamento e diminuire l'influenza delle variazioni delle batterie.

Un reostato, un doppio potenziometro e degli apparecchi di misura permettono, d'altronde, di riportare la valvola sempre alle stesse condizioni e così pure l'ampiezza di vibrazione del diapason; le batterie hanno una capacità sufficiente per alimentare l'apparecchio durante 24 ore, senza variazioni incomode, ciò che soddisfa alle più severe esigenze. Gli avvolgimenti per l'eccitazione elettrica sono collegati all'apparecchio per mezzo di due trasformatori, i quali sopprimono la componente continua della corrente e adattano le impedenze a quelle del triodo (fig. 2).

La corrente a 1024 c/s che si utilizza, non ha alcun rapporto elettrico con la corrente di eccitazione; essa è fornita da un sistema microfonico, situato nel cofano del diapason cosicchè, essendo praticamente il microfono irreversibile, non vi è da temere alcuna reazione nei circuiti di utilizzazione. Per diminuire il rumore di fondo proprio di ogni microfono, è stato disposto ai morsetti un circuito antirisonante, accordato sulla frequenza del diapason; un potenziometro, inoltre, permette di ridurre al puro necessario la tensione continua applicata. La tensione alternata raccolta è inviata, per mezzo di un trasformatore a rapporto elevato, ad un apparecchio a tre valvole, le prime due delle quali amplificano e

alimentano due trasformatori di uscita. Uno di essi serve a utilizzare direttamente la corrente, sia per la sua taratura, sia su un oscillografo; la corrente campione è, poi, distribuita, con linee telefoniche, in tutti i servizi di laboratorio, e, altresì, per la modulazione del posto radiotelefonico della Torre Eiffel.

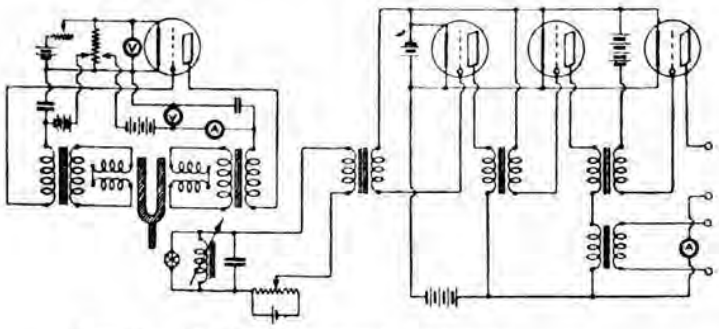


Figura 2. — Amplificatore di comando del diapason
Microfono e circuito antirisonante.
Amplificatore e rivelatore della corrente microfonica.

L'altro trasformatore agisce sulla terza lampada, la cui griglia è fortemente negativa, in modo da ottenere la rivelazione per caratteristica di placca; la corrente di placca deformata serve ad eccitare i circuiti armonici.

Taratura del diapason.

Per campionare il diapason in valore assoluto bisogna contare le sue oscillazioni in un secondo, e ciò può farsi inviando la corrente del diapason in un oscillografo insieme ai segnali di un orologio; a causa però della irregolarità dei rotismi degli orologi è necessario prolungare l'operazione per un'ora circa.

In tali condizioni, il conteggio diretto delle oscillazioni diviene impossibile, per cui occorre demoltiplicare la frequenza; si sono utilizzate, perciò, le proprietà delle oscillazioni di relassazione.

Un tubo a neon è inserito ai morsetti di una capacità variabile caricata attraverso ad una resistenza elevata (fig. 3); le oscillazioni ottenute hanno una frequenza circa 30 volte inferiore a quella del

diapason. Una piccola tensione, fornita dall'amplificatore della corrente microfonica, agisce sul sistema e sincronizza le sue oscillazioni; il rapporto delle frequenze diviene, così, esattamente, di 30. Il tubo a neon è protetto dalla luce del giorno, che potrebbe esercitare una influenza nociva sulla regolarità delle oscillazioni.

La tensione alternata raccolta ai morsetti è portata all'entrata di un amplificatore a trasformatori speciali, a tre stadi, l'ultimo dei quali comporta due potenti triodi montati in opposizione, con

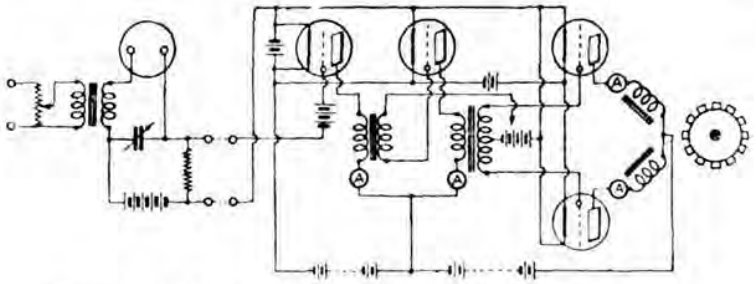


Figura. 3. – Oscillatore per tubo al neon sincronizzato di demoltiplicazione. Amplificatore di comando della ruota fonica.

una tensione di griglia fortemente negativa; i due avvolgimenti della ruota fonica sono, così, percorsi da impulsi di corrente che mantengono il movimento in sincronismo. La ruota fonica, costruita dagli stabilimenti E. Belin, porta nove poli e quindi effettua un giro completo in nove periodi del tubo al neon, e cioè in 270 periodi del diapason.

Il conteggio dei giri della ruota è automaticamente registrato; l'asse porta un contatto che si chiude per un tempuscolo ad ogni giro; un gruppo di ingranaggi, inoltre, aziona ad ogni cento giri un contatto speciale che segna un trattino dopo il segnale del giro compiuto.

La segnalazione si effettua con un registratore Boulitte, al nero fumo, del tipo S. R. S.; la striscia, annerita col nero di acetilene, si svolge con la velocità di circa 5 cm. al secondo. Due oscillografi Abraham e un segnale elettromagnetico Deprez iscrivono parallelamente i segnali dell'orologio, quelli dei giri e delle centinaia dei giri e le oscillazioni del tubo a neon, per verificare la regolarità dello svolgimento.

L'orologio attualmente in uso è un cronometro Leroy, a contatto indipendente, la cui marcia è precisata per registrazione in base ai segnali orari della torre Eiffel; questa marcia, dell'ordine del secondo, varia lievemente con la temperatura.

Il contatto chiude un circuito contenente una pila, un condensatore shuntato con una resistenza – per sopprimere la corrente di rottura –, un manipolatore e il primario di un trasformatore a rapporto molto elevato. Il secondario dà corrente ad un elemento di un amplificatore doppio, a corrente continua; il secondo elemento amplifica tanto i segnali orari quanto la corrente del tubo al neon; sui morsetti di uscita dell'amplificatore s'inseriscono i due oscillografi. Il manipolatore ha lo scopo di chiudere il circuito soltanto nell'istante in cui si chiude il contatto corrispondente al minuto intero.

Una linea telefonica collega ormai direttamente il Laboratorio nazionale alla Torre Eiffel, e con l'Osservatorio di Parigi; si possono quindi, ora, registrare i battiti dell'orologio direttore stesso, e ciò diminuirà senza dubbio gli errori e particolarmente quelli dovuti alla incertezza sulla marcia istantanea, che non è costante.

Per effettuare la taratura, si registrano due strisce contenenti l'una il minuto zero e il centinaio dei giri origine, l'altra il minuto sessantesimo ed il centinaio dei giri corrispettivo. Se ne deduce molto semplicemente il numero dei giri e frazione di giro corrispondenti ai minuti zero e sessanta, e di conseguenza il numero cercato che ne è la differenza. Non bisogna, infatti, dimenticare che la frequenza del diapason, per costruzione, è conosciuta a meno di circa 1 su 10.000, e che il numero dei giri in sessanta minuti è di circa 14.000; il numero intero è quindi conosciuto dapprima, e soltanto la frazione interessa.

Sono state effettuate, per verificare la regolarità dell'operazione, registrazioni intermedie ad ogni 10 minuti; i numeri corrispondenti a questi diversi periodi coincidono fra di essi a meno di 2 o 3 su un milione, e ciò è veramente notevole per il cronometro, e giustifica la precauzione di impiegare sempre lo stesso dente dei rotismi (minuto intero). Si è potuto determinare il coefficiente di temperatura del diapason, la cui frequenza può essere sensibilmente espressa con la formula

$$F_t = 1024 + 0{,}006\,(t - 22)$$

tra 20 e 25° C. Questo coefficiente è dunque di segno contrario a quelli trovati abitualmente, e l'anomalia è stata attribuita a una modifica interna del metallo o a una dilatazione dei sostegni degli avvolgimenti; comunque sia, si procede ad una nuova taratura prima di ogni misura di alta precisione.

Le diverse misure per una stessa temperatura coincidono con un'approssimazione di poco superiore a 1/100.000 circa.

Moltiplicazione della frequenza.

Gli impulsi di corrente a 1024 c/s prodotti nel circuito d'uscita dell'amplificatore-rivelatore, sono applicati ad un circuito oscillante accordato su una armonica di questa corrente e l'eccitano per urto. Le oscillazioni ottenute sono amplificate in un am-

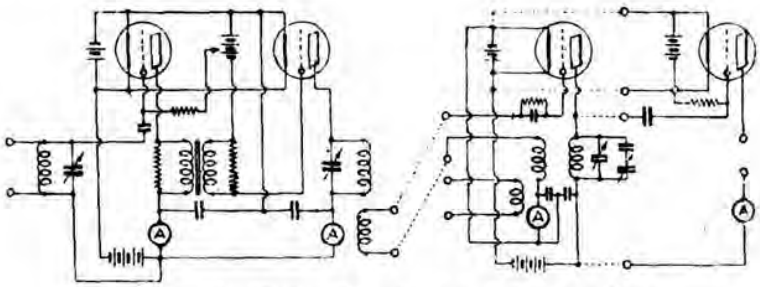


Figura 4. — Amplificatore d'armoniche e oscillatore sincronizzato. Soltanto il primo oscillatore è seguito dalla valvola rivelatrice indicata con punteggiato.

plificatore a collegamento uniforme mediante un trasformatore a nucleo di ferro, con resistenze di smorzamento, e trasmesse ad un secondo circuito oscillante (fig. 4).

Un'induttanza, accoppiata a quest'ultimo circuito e shuntata da una resistenza variabile, fa parte del circuito di griglia di un oscillatore a circuito di placca accordato; l'oscillatore viene sincronizzato sull'armonica del diapason isolata dall'amplificatore.

Il ricevitore, col quale si ascoltano i battimenti, manifesta la loro brusca cessazione che si mantiene su tutta una plaga del

condensatore variabile d'accordo; il suono del diapason, puro, resta come rumore di fondo. L'acuità di risonanza dell'amplificatore di armoniche non è, d'altronde, fortunatamente, tale, che sia amplificata una sola armonica, e si può, senza variazioni della regolazione dell'amplificatore, sincronizzare l'oscillatore successivamente su parecchie armoniche vicine. La resistenza variabile permette di regolare l'accoppiamento di sintonizzazione al minimo compatibile con la stabilità, al fine di ridurre la modulazione prodotta dal diapason.

Il primo oscillatore sincronizzato può coprire la gamma da 10.000 a 100/000 c/s. Si ricomincia, sulla sua corrente, la stessa operazione che su quella del diapason; un triodo rivelatore per caratteristica di placca, deforma la corrente e l'applica ad un secondo amplificatore d'armoniche che è identico al primo, eccetto per quanto concerne i trasformatori e le induttanze, e che sincronizza un secondo oscillatore. La gamma di quest'ultimo copre le frequenze comprese fra 100.000 e 3 milioni di periodi al secondo; la regolazione del sincronismo si effettua, anche qui, ascoltando i battimenti tra i due oscillatori.

Il ritrovamento delle armoniche non offre alcuna difficoltà, in virtù di un giuoco di tre frequenziometri, col metodo di zero, tipo Armagnat, graduati in armoniche e rilegati a spine, che permettono di collegare ciascuno di essi con l'oscillatore scelto; gli oscillatori sono, d'altronde, essi stessi tarati approssimativamente, il che rende la ricerca di un armonica assai rapida.

Per utilizzare le oscillazioni di questa catena di moltiplicazioni nella taratura di un oscillatore o di un frequenziometro, sono previste bobine di accoppiamento. Al di là di 3 milioni di periodi al secondo non s'impiegano più direttamente le oscillazioni, ma le loro armoniche; ed è possibile, per esempio, ascoltare in un ricevitore adatto i battimenti tra un oscillatore ausiliario libero e le armoniche del secondo oscillatore sincronizzato.

Si applica correntemente questo metodo per le tarature, non richiedenti il massimo di precisione; tuttavia, i rumori di fondo del microfono e le diverse modulazioni accresciuti di 10.000 o 20.000 ranghi d'armoniche, trasformano il suono dei battimenti in un soffio che limita la precisione. Il metodo corretto diviene allora quello della modulazione degli oscillatori a quarzo.

Oscillatore piezoelettrico.

Il laboratorio nazionale dispone di un certo numero di quarzi forniti dai « Laboratori Standard » e dalla « Optique et Précision di Levallois »; i principali di tali quarzi hanno frequenze approssimate di 150, 300, 600, 2000, 3000 kc/s; quello che serve normalmente per la taratura delle altissime frequenze è di 2000 kc/s.

L'oscillatore a quarzo porta nel suo circuito di placca soltanto una forte induttanza, la cui capacità ripartita è la più ridotta possibile; ciò riesce favorevole alla produzione delle armoniche; il quarzo è inserito tra il filamento e la griglia, in parallelo con una resistenza di dispersione (fig. 5). L'apparecchio è riportato sempre alle stesse condizioni, mediante organi di regolazione e di misura.

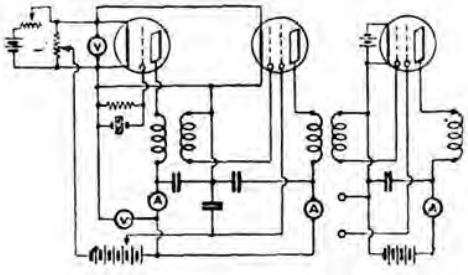


Figura 5. — Oscillatore piezoelettrico e valvola d'accoppiamento a griglia schermante. Valvola modulatrice bigriglia.

Uno stadio di amplificazione con lampada a griglia schermante, senza accordo, evita qualunque reazione dei circuiti di utilizzazione.

I quarzi sono disposti in un astuccio metallico rivestito di feltro e collocati in una scatola contenente due lampade a incandescenza ed un contatto termometrico (colonna di mercurio); una delle lampade, sempre in funzione, mantiene la temperatura intorno a 40°; la seconda, comandata da un sistema di soccorritori messi in azione dal contatto, corregge le variazioni di temperatura. Il sistema termostatico studiato per il diapason sarà analogo a questo.

La taratura di questo oscillatore è stata effettuata, col metodo d'interpolazione che esporremo più tardi, con numerose opera-

zioni, che si controllano mutuamente, e che ci offrono serie garanzie sulla precisione ottenuta, la quale non è inferiore a quella del diapason.

Modulazione del quarzo.

Quando s'impiegano le armoniche di un oscillatore piezoelettrico per la taratura di altissime frequenze, si incontrano difficoltà nell'interpolazione tra queste armoniche assai distanti le une dalle altre. Un frequenziometro di precisione non presenterà nella sua gamma che una o due di tali frequenze; un altro oscillatore non darà alcun suono di battimento.

Per produrre delle frequenze intermedie, si modula l'onda del quarzo con una oscillazione di alta frequenza regolabile e conosciuta. Se la frequenza del quarzo è F, e se è f la frequenza modulatrice, ciascuna armonica nF sarà accompagnata dalle frequenze $nF - f$ e $nF + f$; e poichè F ed f possono essere conosciute con grande precisione, queste nuove frequenze, numerose quanto si voglia, sono esse stesse ben determinate.

Osserviamo, d'altronde, che la misura della frequenza modulatrice non richiede necessariamente una grande precisione perchè essa non entra in giuoco che su una differenza. Supposto, per esempio, che F sia uguale a 2 milioni di c/s e che la frequenza da misurare sia 12.200.000 c/s, si vede che $f = 200.000$ c/s. Un errore di 5 millesimi su questa frequenza – ed i frequenziometri Armagnat dànno risultati più precisi – non rappresenta che 1000 c/s, e cioè soltanto 1/12.000 del totale. Questo suppone, naturalmente, che la frequenza F non sia affetta che da un piccolissimo errore.

Nell'installazione del Laboratorio nazionale, la modulazione si ottiene con una lampada a due griglie, di cui una è accoppiata con l'oscillatore a quarzo, mentre l'altra riceve la corrente di uno degli oscillatori della catena di moltiplicazione. Questo oscillatore resta libero nel caso delle misure usuali, essendo la sua frequenza determinata col metodo dello zero; per le misure di alta precisione il diapason sincronizza l'oscillatore di modulazione, fornendo in tal

modo tutte le frequenze di 1024 in 1024 c/s, fino al limite delle armoniche utilizzabili.

Condotta delle misure.

Le misure effettuate con questo complesso sono di due specie: graduazione di un frequenziometro o misura della frequenza di un oscillatore.

Nel primo caso, - che è quello generale -, non si presentano difficoltà quando il frequenziometro da tarare comporti un indicatore di risonanza; se invece non c'è tale indicatore - circuito oscillante solo -, si utilizza un oscillatore ausiliario accoppiato al frequenziometro, e la risonanza si manifesta col metodo delle curve di Townsend - riapparizione dei battimenti in prossimità dell'accordo.

Nei due casi, si scelgono delle armoniche successive che dividono la gamma del frequenziometro in un numero conveniente di parti. Fino a 100.000 c/s è possibile scegliere le frequenze ad ogni 512 c/s, perchè l'oscillatore può sincronizzarsi non soltanto sulle armoniche, ma pure sulla frequenza media tra due armoniche: il suono risulta allora di 512 c/s e non più di 1024 c/s.

Sulla seconda catena di moltiplicazione, quando la frequenza aumenta, diviene difficile serrare i punti misurati, perchè occorre che il rango di armonica sia il prodotto di due numeri interi convenienti; fortunatamente l'onda del primo oscillatore resta leggermente modulata dalla frequenza del diapason, e si può così sincronizzare il secondo sulla frequenza esattamente multipla, più o meno 1024 o 2048 c/s.

Al di là di 3 Mc/s bisogna ancora scegliere i ranghi di armoniche affinchè risultino il prodotto di tre numeri interi convenienti, e ciò richiede lunghi calcoli in precedenza che sono però abbreviati dalla compilazione di una tavola delle principali armoniche utilizzabili. Nel caso della modulazione del quarzo, poi, bisogna scegliere i ranghi di armoniche per la frequenza di modulazione; le misure hanno potuto essere spinte fino a frequenze dell'ordine di 100 Mc/s.

Nel caso di un oscillatore, o di un'emissione, la frequenza, essendo determinata, non coincide esattamente con uno dei valori precisi della catena di moltiplicazione; occorre quindi fare delle interpolazioni che si ottengono mediante un frequenziometro musicale a ponte costruito dalla « Societé d'études pour les liaison téléphoniques à grande distance ».

Dopo aver misurato approssimativamente, per mezzo di un frequenziometro Armagnat, la frequenza o, se questa è troppo grande, per mezzo di armoniche di eterodina, si calcola il rango delle armoniche il più vicino e lo si produce per mezzo della catena di moltiplicazione e di modulazione; la composizione dell'onda da misurare e dell'armonica produce un battimento a frequenza musicale, che, purificato alla occorrenza da un amplificatore filtrante, è comparato al suono di un oscillatore musicale che si regola all'unisono, ad orecchio o con l'oscillografo catodico. La corrente di quest'ultimo agisce sul frequenziometro per mezzo di un trasformatore a schermo elettrostatico. Bisogna naturalmente assicurarsi, mediante spostamento dei battimenti, del segno della differenza misurata. Per accrescere la precisione, si ha interesse a ricominciare l'operazione con una armonica che dia una differenza di segno opposto, e si determina così l'errore di chiusura.

A titolo di esempio dei risultati ottenuti si citano le misure effettuate qualche mese fa su un oscillatore piezoelettrico del « Bureau of Standards » che serve ai confronti internazionali. Tre serie di misure furono fatte in tre giorni consecutivi; effettuate tutte le correzioni di temperatura, i risultati delle diverse misure furono i seguenti:

199.955, (5)	199.954, (8)	199.954, (4)
	199.954, (9)	199.956, (5)
	199.954, (8)	199.956, (4)
	199.954, (9)	199.953, (5)

I numeri riuniti con una grappa corrispondono a due armoniche consecutive, la loro media è di 199.955, (1) con una indeterminazione inferiore a 1/100.000. Il paragone con i valori trovati negli altri laboratori non ha potuto farsi in modo efficace, a causa

dei guasti nell'oscillatore a quarzo; ma le misure eseguite in Italia, poco tempo dopo che in Francia, coincidono in modo soddisfacente: 199.954, (2).

Per effettuare, alla ricezione di un'emissione, delle misure precise quanto quelle sugli oscillatori, un secondo scaffale contiene dei ricevitori che coprono tutta la gamma da 15 a 30.000 kc/s con tre complessi: uno per onde lunghe - da 15 a 100 kc/s -, il secondo per onde medie - da 100 a 1500 kc/s -, e l'ultimo per onde corte - da 1500 a 30.000 kc/s -. Un amplificatore a bassa frequenza, a due stadii, particolarmente adatto per evitare gli inneschi interni, può collegarsi all'uscita di uno dei tre ricevitori.

Il ricevitore per onde lunghe riceve la tensione raccolta ai morsetti di un quadro a combinazioni multiple, attraverso ad una scatola d'accordo ad accoppiamento variabile; esso comporta tre stadii d'amplificazione uniforme di alta frequenza - trasformatori a nucleo di ferro - e un triodo rivelatore; il primo stadio ha una lampada a griglia anticarica spaziale, montata in « resistenza negativa », per diminuire lo smorzamento del quadro per mezzo di riduzione dell'accensione.

L'eterodina di ricezione è costituita dal primo oscillatore sincronizzato del frequenziometro campione.

A causa dei disturbi considerevoli causati dalle stazioni di radiodiffusione, tutte prossime alla Torre Eiffel e alla scuola superiore di P. T. T., il ricevitore per onde medie dovette essere previsto in modo tutto speciale, e ciò senza variazione di frequenza, perchè un oscillatore locale aumenterebbe le difficoltà. L'apparecchio studiato dal David comprende tre stadii di amplificazione ad alta frequenza con lampada a griglia schermante, con bobina e valvole opportunamente scelte, nonchè convenienti schermature; l'accoppiamento col telaio è molto debole. La sensibilità dell'apparecchio permette la ricezione dalle stazioni lontane di radiodiffusione anche di scarsa potenza, durante le emissioni delle stazioni parigine. Il secondo oscillatore sincronizzato serve naturalmente da eterodina.

Per le onde corte, si utilizza una corta antenna esterna, riunita alla presa di terra con una resistenza di qualche migliaio di ohm; la tensione raccolta all'estremità di questa resistenza va alla

griglia di una lampada a griglia schermante, la cui placca è collegata a un punto del circuito oscillante. Il montaggio della lampada rivelatrice con griglia a carica spaziale presenta alcune particolarità destinate ad aumentare la comodità delle ricezioni con lieve scapito della sensibilità; la ricezione si opera con una induttanza di arresto e non con una resistenza elevata, e ciò sopprime i soffi; la reazione ottenuta dal circuito di griglia di campo si regola con una resistenza variabile diminuendo in tal modo il disaccordo apportato dalla reazione. Tutti questi particolari e le precauzioni normali di derivazione delle correnti ed alta frequenza causano una notevole stabilità ed una grande facilità di manovra. Lo scaffale del frequenziometro campione contiene un oscillatore simmetrico, destinato a questo ricevitore. Il metodo di modulazione del quarzo si applica particolarmente bene alla misura delle onde corte, perchè la precisione viene aumentata dall'elevato valore della frequenza da misurare, in rapporto alla frequenza modulatrice. Misure col frequenziometro Armagnat sulla modulazione, sono in generale largamente sufficienti.

Si ha in animo, d'altronde, di estendere tale metodo alle onde medie.

Sistemazione del complesso.

Il complesso degli apparecchi, che compongono il frequenziometro campione assoluto, come è stato indicato all'inizio di questo studio è raggruppato in un mobile che costituisce una specie di scaffale con 12 scomparti, ciascuno dei quali contiene uno o due apparecchi con i relativi organi di comando e di commutazione; la figura 1 mostra schematicamente la disposizione e i collegamenti di questi apparecchi.

Soltanto il registratore, il cronometro e l'altoparlante non sono contenuti in detto scaffale, mentre il diapason, il quarzo ed i relativi apparecchi termostatici sono situati alla sommità di esso, e le batterie ed i raddrizzatori per l'alimentazione stanno sistemati nella parte inferiore.

I due scomparti che restano liberi contengono l'oscillatore di ricezione per le onde corte e l'oscillatore musicale.

Tutti gli apparecchi sono racchiusi in una scatola di alluminio, il cui pannello anteriore porta tutti gli organi di regolazione ecc. Va segnalato, tra le particolarità che si crede presentino qualche interesse: un sistema di spine che permette di verificare con lo stesso milliamperometro a doppia sensibilità, fissato allo scaffale, la corrente di placca, o talvolta di griglia, di tutte le lampade che richiedono un regolaggio della tensione (soltanto per ragioni di sicurezza gli apparecchi di misura dei due oscillatori campione sono sempre inseriti); un piccolissimo condensatore fisso e un condensatore variabile demoltiplicato, il quale fornisce variazioni di capacità estremamente piccole, per facilitare il regolaggio degli oscillatori sincronizzati ai morsetti del condensatore del circuito oscillante (demoltiplicato); una piccola lampada a incandescenza, portata da ogni apparecchio, per indicare se le valvole sono accese; l'aggiunta agli amplificatori alimentati dai raddrizzatori di una scatola di comando contenente un interruttore, una lampada a neon di controllo e una spina che permette di verificare la tensione ottenuta. Alcuni commutatori rendono possibili i diversi collegamenti necessari tra gli apparecchi contenuti nello scaffale e con quelli che ne sono al difuori: frequenziometro per una prima misura di scandaglio, frequenziometro musicale d'interpolazione, altoparlante, registratore, linea telefonica ecc.

Un oscillatore catodico, del tipo Western Electric, serve per il controllo di tutte le operazioni di sincronismo col metodo delle curve di Lissajous; i due gruppi di placche deviatrici riunite a due spine possono essere collegati, mediante un quadro di comando, a tutte le sorgenti di corrente alternata occorrenti: diapason, oscillatori sincronizzati, tubo a neon, oscillatore musicale, rivelatore di battimenti, rivelatore di misure ecc.

Esso rende servizi inestimabili in tutti i casi in cui l'orecchio esita; in particolare, nel caso di disturbi o di battimenti tra armoniche di differenti ranghi; facilita, inoltre, grandemente le osservazioni sul tubo al neon, la cui frequenza, assai bassa, rende le operazioni auditive quasi illusorie.

Il secondo scaffale, studiato con gli stessi concetti del primo, contiene i tre sistemi ricevitori descritti più sopra: ricevitore per onde medie, scatola d'accordo e ricevitore per onde lunghe, rice-

vitore per onde corte e amplificatore comune di bassa frequenza.

I due quadri di ricezione sono fissati sopra allo scaffale; lo scomparto libero sarà senza dubbio riempito con un amplificatore filtrante a frequenza musicale.

I due scaffali si trovano collegati da numerose condutture che permettono di operare sulle onde ricevute, esattamente come su quelle degli oscillatori ordinari.

Complesso portatile per misure di alta precisione.

Si segnala questo frequenziometro, quantunque non sia più un « campione assoluto », per l'alta precisione che esso permette di sperare.

Non si può negare l'interesse di un materiale di tale precisione, trasportabile; in numerosi casi, infatti, non è possibile di udire nella vicinanza del frequenziometro le stazioni che si vogliono controllare (troppo debole potenza, cattiva propagazione ecc.); d'altronde può essere utile di verificare sul posto un frequenziometro che non si può trasportare senza inconvenienti.

È stato quindi studiato un tale complesso, basato sulla modulazione dei quarzi, da 100 a 30.000 kc/s. Esso consta di un certo numero di cassette, che contengono diversi apparecchi, tra cui i principali sono: due ricevitori su piccola antenna, uno da 100 a 1500 kc/s, l'altro da 1500 a 30.000 kc/s, e identico al ricevitore prima descritto; un'oscillatore piezoelettrico, che è naturalmente l'apparecchio più curato, a tre quarzi: 150, 600 e 2000 kc/s, con termostato e complesso modulatore; un oscillatore di modulazione e un frequenziometro Armagnat. La precisione, che aumenta con la frequenza, sebbene ciò possa apparire paradossale, raggiungerà un decimillesimo per le onde corte. Un oscillografo catodico, pure portatile, può accompagnare questo complesso.

Conclusioni.

Il complesso attualmente allestito riesce, per ora, di completa soddisfazione. La precisione assoluta, dell'ordine di un centomil-

lesimo per misure molto accurate, sembra essere il massimo comune a tutti i laboratori del mondo.

L'insieme delle precauzione nell'allestimento ha permesso una manovra assai sicura e rapida dell'installazione, e ciò è necessario data la complicazione delle operazioni.

In avvenire diverrà certamente necessario lo studio di uno strumento più preciso, ed è possibile che un oscillatore piezoelettrico di alta precisione, del tipo di quello studiato da Marrison - coefficiente di temperatura infimo, quarzo a pressione costante ecc. -, fornisca una costanza superiore a quella del diapason; d'altronde, il diapason libero in quarzo di Holweck e di Lejay merita grande attenzione.

La grave difficoltà per le misure assolute sarà sempre negli orologi anche se astronomici: noi conosceremo perfettamente il numero di periodi per secondo ma non molto esattamente il minuto secondo.

B. DECAUX

Ingegnere del Laboratorio nazionale di Radioelettricità di Francia.

(Trad. del t. col. A. STABARIN)

Sulle valvole amplificatrici ad effetto fotoelettrico [1]

SOMMARIO. — *Nella prima parte di questo studio sono considerate le valvole a riempimento gassoso, nella quali l'emissione elettronica è provocata mediante effetto fotoelettrico. Le valvole considerate dànno, per le basse frequenze, una amplificazione di tensione di circa 10 ÷ 30 per stadio.*

Nella seconda parte si accenna ai diversi mezzi tecnici praticabili per ottenere una efficace ed uniforme illuminazione del catodo ad emissione fotoelettrica; particolarmente, è portata l'attenzione sulla inerzia termica della sorgente luminosa, che è indispensabile per ottenere una illuminazione sufficientemente costante nel caso di alimentazione della sorgente con correnti elettriche non costanti.

* * *

INTRODUZIONE.

L'effetto fotoelettrico viene normalmente utilizzato per trasformare energia luminosa in energia elettrica. L'ordine di grandezza dell'effetto stesso è tale che, dalle quantità di luce che si hanno a disposizione negli ordinari procedimenti di telefonia ottica, cinema sonoro ecc., accennando qui soltanto le applicazioni più conosciute, è sempre possibile ricavare energia elettrica sufficiente per far funzionare, dopo opportuna amplificazione, altoparlanti, soccorritori ed apparecchi simili.

Si sono avuti anche esempi, per quanto rari, di applicazioni dell'effetto fotoelettrico come sorgente di elettroni nelle valvole amplificatrici [2]. Praticamente, però, i tentativi del genere dovettero naufragare poichè, anche con adatti materiali fotoelettrici e con intense illuminazioni, l'energia ottenuta si rivelò insufficiente allo scopo prefisso, e soltanto adottando come organo di accoppia-

(1) Studio pubblicato dalla rivista *Zeitschrift fuer Hochfrequenztechnik*, v. 36, n. 4, 1930.

(2) Vedi anche: E. Marx: Brevetto tedesco 3497928, 24 1917; J. Langmuir. Brevetto americano 1313094, 12.8.19.

mento tra diverse valvole una resistenza ohmica di alto valore (più di 1 megaohm) è possibile raggiungere efficaci amplificazioni.

La possibilità di pervenire, con le combinazioni ora accennate, ad importanti applicazioni delle valvole ad emissione fotoelettrica venne trattata dall'A. nel brevetto americano 45970, del 12 agosto 1925. Altro accenno nello stesso senso trovasi nel brevetto inglese, del dottor S. Loewe, n. 261391, avente effetto in Germania dal 12 novembre 1925. Trattasi, in questo caso, di una valvola multipla, comprendente un amplificatore a resistenza (con resistenza anodica di alto valore), i primi stadi del quale emettono elettroni per effetto fotoelettrico, essendo illuminati direttamente dal catodo ad incandescenza dello stadio finale.

Gli studi in proposito sono ora pervenuti a discrete conclusioni, in merito alle quali si riferisce qui di seguito.

La valvola.

Affinchè il catodo di una valvola possa emettere elettroni semplicemente per effetto della illuminazione è necessario che esso sia formato con una delle sostanze normalmente impiegate nelle celle fotoelettriche e preparato con i soliti procedimenti tecnici seguiti nella costruzione di tali apparecchi. L'emissione elettronica del catodo illuminato è sollecitata, come nelle valvole comuni, dalla attrazione esercitata sugli elettroni da un elettrodo positivo (anodo), e può essere controllata per mezzo di una griglia disposta tra anodo e catodo.

Per i fenomeni osservati nelle valvole ad emissione fotoelettrica valgono sostanzialmente le leggi determinate per le valvole a catodo incandescente; i diversi scostamenti da esse devono attribuirsi a due circostanze:

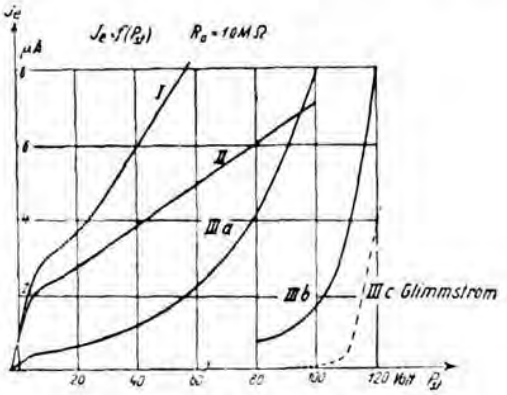
1) il numero degli elettroni emessi è sempre molto basso;

2) le valvole considerate non presentano un vuoto spinto, giacchè, come è noto, per ottenere un notevole effetto fotoelettrico, nel campo dello spettro visibile, è necessario sensibilizzare la superficie catodica facendole assorbire stabilmente un gas nobile, il quale deve essere contenuto permanentemente nella valvola.

Il riempimento gassoso è inoltre causa di una corrente ionica

e può anche dare origine, quando la tensione agli elettrodi sia rilevante, a scariche a luminescenza.

Studiando dapprima soltanto la relazione tra corrente di emissione e tensione di controllo, secondo i procedimenti già noti della tecnica delle valvole a catodo incandescente, si ottengono le curve rappresentate nella figura 1. Già con tensione negativa



Glimmstrom = *Corrente di luminescenza.*

FIG. 1. — RELAZIONE TRA CORRENTE DI EMISSIONE E TENSIONE DI CONTROLLO PER TRE DIVERSE VALVOLE.

molto bassa, dall' elettrodo di controllo comincia il passaggio della corrente nel circuito di questo (causa di ciò è, come nelle valvole ordinarie, un potenziale di contatto), corrente che cresce rapidamente sino ad una specie di valore di saturazione. Poichè l'emissione è molto debole non esiste praticamenle un campo di cariche spaziali; la curva iniziale passa direttamente nel campo della saturazione. Nel caso delle valvole a vuoto, le curve, nel campo predetto, si svolgerebbero orizzontali (1); invece, in conseguenza del riempimento gassoso la corrente non rimane costante durante i successivi aumenti della tensione e le curve relative assumono inizialmente un andamento lineare e, in seguito, con l'approssimarsi alla tensione di accensione, un andamento esponenziale (1).

(1) Vedi per es.: Becker. - Effetto fotoelettrico -. *Handbuch der Experimentalphysik*, Lipsia, 1928, XXIII. 2.

Nella figura 1 le curve I e II corrispondono ad una tensione di accensione molto alta, mentre al contrario, per la curva III la stessa tensione è di soli 100 Volt. Le curve III_a e III_b sono state determinate con diverse luminosità. Con l'avvicinarsi alla tensione di accensione si forma, anche all'oscuro, una corrente (di luminescenza) che cresce rapidamente.

Per l'uso della valvola come amplificatore si deve prendere in considerazione il campo iniziale della curva caratteristica, dove la pendenza è relativamente grande.

Dalle curve rappresentate nella citata figura appare subito che, in conseguenza della bassa emissione, la resistenza della valvola è sempre molto elevata.

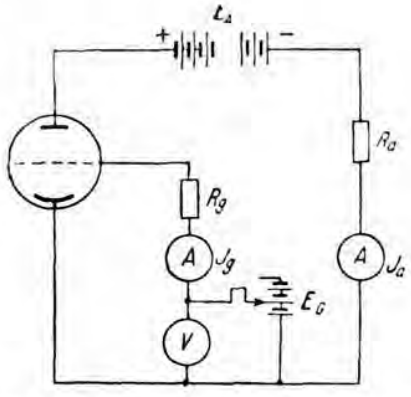
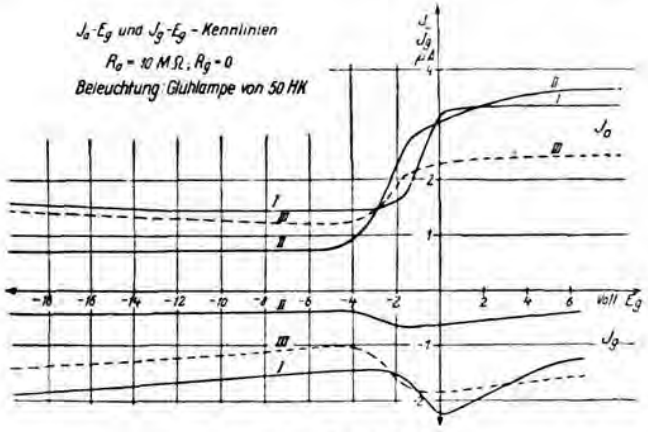


FIG. 2. — SCHEMA DEL CIRCUITO PER IL RILIEVO DELLE CARATTERISTICHE.

Si consideri ora il caso dell'impiego effettivo della griglia per il controllo della corrente elettronica. Variando il potenziale ad essa applicato, si ottengono le note caratteristiche J_a e $J_g = f(E_g)$, per tensione anodica continua costante, corrispondenti a quelle delle valvole a catodo incandescente. Nelle esperienze qui citate, il rilievo di tali curve venne effettuato con il circuito rappresentato nella figura 2. Come sorgente luminosa servì generalmente una lampada ad incandescenza, da 50 candele. Le curve ottenute in alcuni casi tipici sono riportate nelle figure 3 e 4.

La curva della corrente anodica mostra il previsto andamento: una debole tensione negativa di griglia causa una notevole caduta

della corrente anodica. Può sorprendere il fatto che, anche con notevole tensione negativa di griglia, possa sempre sussistere una corrente verso l'anodo, la quale talvolta cresce ancora lievemente pure quando la tensione di griglia va maggiormente crescendo. Quest'ultima circostanza non è spiegabile con l'esistenza di una corrente negativa di griglia (corrente ionica), come nel caso delle



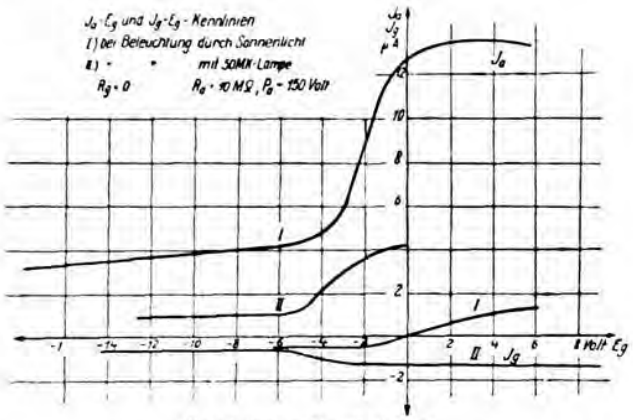
Kennlinien = *Caratteristiche.*
Beleuchtung, ecc. = *Illuminazione: lampada ad incandescenza da 50 candele.*

FIG. 3. — CARATTERISTICHE DI TRE VALVOLE DIVERSE.

valvole ad incandescenza con vuoto insufficiente. Anzi, esperienze eseguite in proposito mostrarono che quella parte di corrente, che si potrebbe chiamare « incontrollabile », deve essere attribuita ad emissione secondaria, la quale, evidentemente, si verifica per il fatto che, nella preparazione della valvola, la sostanza fotoelettrica si deposita, oltre che sul catodo, in piccola quantità anche sugli altri elettrodi.

Infatti, concentrando la luce sulla griglia per mezzo di una lente ed intercettando la luce al catodo si potè misurare una corrente di valore corrispondente all'emissione di tale elettrodo. Questa esperienza non è però assolutamente probativa, poichè la luce potrebbe anche essere riflessa dalla griglia sul catodo. Al contrario, anche fra griglia e anodo, specialmente quando il catodo rimane libero, circola nei due sensi una corrente dello stesso

ordine di grandezza, corrispondente alla differenza di potenziale applicata fra i due elettrodi. La stessa corrente circola anche scambiando le funzioni di questi.



Kennlinien = *Caratteristiche.*

I) con illuminazione di luce solare; II) con illuminazione di lampada da 50 candele.

FIG. 4. — CARATTERISTICHE CON DIVERSE LUMINOSITÀ.

Considerando l'effetto della corrente dovuta all'emissione secondaria, si osserva che essa riduce la pendenza della caratteristica; il relativo schema equivalente è rappresentato nella figura 5.

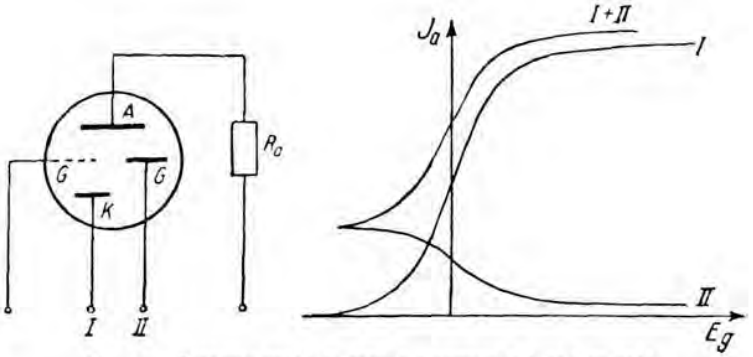


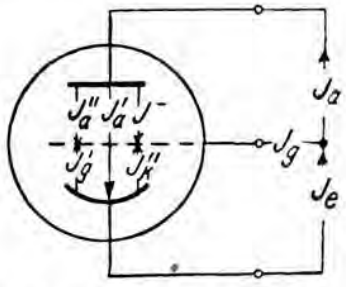
FIG. 5. — EFFETTO DELLA EMISSIONE SECONDARIA DELLA GRIGLIA.

La corrente dovuta alla emissione secondaria diminuisce col crescere della corrente complessiva; da ciò deriva una diminuzione di pendenza nella curva risultante, che diminuisce col crescere

di E_g. Per la costruzione di buone fotovalvole è perciò di grande importanza evitare che il materiale fotoelettrico si depositi sulla griglia e sull'anodo.

Considerando la caratteristica a corrente di griglia, si osserva che, per la mancanza del vuoto, la corrente di griglia è negativa nell'intero campo della caratteristica, cioè la corrente parte dalla griglia stessa. Ciò è dovuto, come è noto, al processo di ionizzazione che avviene nella valvola, nella quale gli ioni positivi sono attratti dalla griglia, negativa rispetto all'anodo, e dànno origine alla predetta corrente che si sovrappone a quella elettronica. Nel caso considerato, dato il basso valore di questa, si rende più evidente l'effetto della corrente di griglia.

Quando la resistenza del circuito di griglia è infinitamente grande, la corrente anodica è massima. Quando, invece, tale resistenza ha valore finito, allora si verifica una diminuzione della corrente anodica; contemporaneamente la caduta di tensione causa una elevazione della tensione di griglia. Per ottenere la stessa corrente anodica è allora necessario aumentare negativamente la tensione della batteria di griglia.



J_a' e J_g' = *Correnti elettroniche dal catodo*
J_a'' e J_k'' = » » *dalla griglia*
J^- = *Correnti ioniche.*

FIG. 6. — CORRENTI INTERNE ED ESTERNE ALLA VALVOLA.

In base alle esperienze svolte, le correnti uscenti dalla valvola possono considerarsi costituite di tre parti (fig. 6), e cioè: 1) correnti elettroniche; 2) correnti ioniche; 3) correnti dovute all'emissione secondaria; l'ultima parte dovrebbe a sua volta suddividersi in corrente elettronica e corrente ionica; però, dato che

ambedue hanno sempre la stessa direzione, si possono considerare riunite in una sola.

In conseguenza della scarsa capacità di emissione del catodo, la quale, con le normali illuminazioni, si mantiene relativamente bassa malgrado il riempimento della valvola con gas e la sensibilizzazione con l'idrogeno, le pendenze delle caratteristiche sono molto ridotte. Per mettersi nelle condizioni più favorevoli nei riguardi della amplificazione, si è perciò costretti ad impiegare, con intraeffetti di qualche unità per cento, resistenze anodiche dell'ordine di grandezza da 5 a 10 megaohm. Da alcune delle curve sopra riprodotte risulta che la resistenza interna, nel caso di illuminazione a luce solare e intraeffetto di circa il 3 $^0/_0$, ammonta a circa 1 megaohm; con illuminazione a lampada da 50 candele essa sale invece a circa 10 megaohm.

In proposito, si ritiene opportuno osservare che, evitando la corrente « incontrollabile » mediante un maggior perfezionamento delle valvole sperimentate, si possono ottenere valori più favorevoli.

Nella costruzione delle fotovalvole si deve naturalmente curare che la disposizione reciproca degli elettrodi permetta la massima illuminazione del catodo; contemporaneamente, si deve cercare anche di ridurre più che è possibile la distanza tra la griglia ed il catodo stesso, allo scopo di ottenere il massimo di pendenza. Il valore più favorevole della pressione nell'interno della valvola è suggerito, come nelle fotocelle ordinarie, essenzialmente dal valore e dalla costanza della sensibilità fotoelettrica, giacchè il riempimento gassoso non influisce in modo critico sulle funzioni della valvola.

L'amplificazione di tensione ottenuta con le valvole sperimentate risultò, a seconda del sistema di illuminazione del catodo, da 8 a 30. Come elemento di accoppiamento servì una resistenza da 8 a 10 megaohm, rispondente ancora con sufficienza alle condizioni relative all'isolamento ed alla indipendenza dell'amplificazione dalla frequenza (capacità delle valvole da 2 a 3 cm).

I risultati ottenuti lasciano intravedere la possibilità di impiegare le valvole studiate per l'amplificazione a bassa frequenza o per le ricezioni locali. Con adatta scelta di E_g, riesce infatti molto bene

la rettificazione anodica in corrispondenza del ginocchio inferiore della caratteristica. Il vantaggio delle valvole citate consiste nella facilità con cui, supposto di impiegare una adatta sorgente luminosa, si può ottenere una emissione elettronica uniforme per i primi e perciò più sensibili stadi degli amplificatori a bassa frequenza. Gli apparecchi alimentati con corrente continua o alternata delle reti stradali offrono in proposito un sicuro campo di applicazione per tali valvole, specialmente se queste venissero perfezionate impiegando, per la costruzione del catodo, materiali, come il cesio, i quali per le loro proprietà assicurano un effettivo miglioramento delle costanti caratteristiche di emissione.

In considerazione delle esposte possibilità, nei capitoli seguenti verranno studiate le sorgenti luminose capaci di fornire una illuminazione sufficientemente costante per il catodo, e particolarmente il caso della illuminazione con sorgenti alimentate dalla corrente alternata delle reti di distribuzione.

La sorgente luminosa.

Nella illuminazione di una sostanza fotoelettrica esiste evidentemente una notevole proporzionalità tra l'energia luminosa assorbita ed il numero degli elettroni liberati; tale proporzionalità corrisponde al concetto fisico stesso del processo fotoelettrico, il quale consiste nel fatto che ogni quanto di luce, cedendo energia all'atomo, libera un'elettrone, che può così essere asportato dal campo elettrico.

Qualsiasi tipo di sorgente luminosa può servire per l'illuminazione del catodo delle valvole qui considerate, purchè fornisca luce di grande intensità e di lunghezza d'onda corrispondente allo spettro visibile. Utilizzando l'effetto fotoelettrico selettivo dei metalli alcalini, il massimo della trasformazione dell'energia cade, infatti, nel campo visibile.

Con sorgenti di intensità costante - nel caso, per esempio, di illuminazione a corrente continua - l'impiego delle valvole ad effetto fotoelettrico non presenta particolari difficoltà; le prime complicazioni si presentano invece quando per l'alimentazione della sorgente di luce, rappresentata generalmente da un filo incande-

scente, si abbia a disposizione soltanto la corrente alternata delle reti di distribuzione; tuttavia, nel caso che le predette valvole siano impiegate in radioapparecchi moderni, i quali ormai sono ordinariamente provvisti di alimentatore anodico, il problema può considerarsi risolto. Infatti, la corrente fornita dall'alimentatore ha un andamento sufficientemente costante per poter servire alla alimentazione della sorgente luminosa, ed esperienze svolte recentemente con tale sistema di alimentazione hanno dato discreti risultati.

Più degli accennati procedimenti di illuminazione, è tecnicamente importante quello con lampada ad incandescenza alimentata direttamente a corrente alternata. Qui di seguito verranno pertanto studiati, piuttosto particolareggiatamente, i fenomeni legati a tale sistema di illuminazione.

In conseguenza della quasi assoluta mancanza di inerzia degli elettroni, le fluttuazioni della intensità di illuminazione della sostanza fotoelettrica agiscono direttamente sulla corrente di emissione, analogamente a quanto si verifica per le fluttuazioni di temperatura nei riguardi dell'emissione dei catodi ad incandescenza. Il problema della illuminazione delle valvole fotoelettriche, mediante lampada elettrica alimentata direttamente a corrente alternata, ha quindi grande analogia con quello dell'alimentazione delle valvole elettroniche ordinarie con lo stesso tipo di corrente. Mentre in queste ultime è necessario che il catodo ad incandescenza abbia inerzia termica di valore sufficientemente elevato, nelle prime, in considerazione delle dipendenze reciproche tra temperatura e intensità della sorgente luminosa, si richiede una sufficiente inerzia termica del filamento della lampada.

Per chiarire le idee in riguardo si ritiene opportuno esaminare per via analitica l'andamento della temperatura nel predetto filamento; allo scopo si ricorrerà ad opportune ipotesi semplificative, in analogia a quanto è stato fatto da Y. Ito (1) nella trattazione di problemi simili.

---

(1) Vedi: Y. ITO. - *Jahrbuch der drahtlosen Telegr. und Teleph.* vol. 35; fasc. 12 e 67, 1930.

Ammesso che per la lampada alimentata con corrente alternata sinusoidale valgano, trascurando la conduzione termica, le leggi della irradiazione dei corpi neri (1), e che la sua resistenza elettrica r sia all'incirca indipendente dalla temperatura nel campo considerato, si avrà:

$$\frac{i^2 r}{H} = Q \cdot \frac{d T}{d t} + \sigma O T^4 , \qquad \text{in cui:}$$

H = equivalente termico $= 4{,}18 \dfrac{\text{watt/sec}}{\text{calorie}}$

Q = capacità termica

σ = costante di irraggiamento $= 1{,}37 \cdot 10^{-12} \dfrac{\text{calorie}}{\text{cmq} \times \text{sec} \times \tau}$

O = superficie del filamento in cmq.

Per poter risolvere l'equazione differenziale si supponga, inoltre, che l'inerzia termica del filamento sia tanto grande da rendere molto piccole le fluttuazioni di temperatura rispetto al valore medio T_o.

Sia: $T = T_o + \tau$ e $T^4 \simeq T_o^4 + 4 T_o^3 \tau$; se $i = J_{max} \varepsilon^{j\omega t}$ è allora:

$$Q \frac{d \tau}{d t} + (4 \sigma O T_o^3) \tau + (\sigma O T_o^4) \quad \frac{J^2 r}{H} \varepsilon^{2 j \omega t} \quad O$$

Da cui si ricava:

$$\tau = T \varepsilon^{-j \delta_h} \varepsilon^{2 j \omega t} + \varepsilon^{-t/z} \left(\frac{T_o}{4} - T \varepsilon^{-j \delta_h} \right) \quad \frac{T_o}{4}$$

dove: $Z \quad \dfrac{Q}{4 \sigma O T_o^3}$

$$T \quad \frac{J^2_{max} R}{H} \cdot \frac{1}{2 \omega Q} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (2 \omega Z)^2}}$$

$$\operatorname{tg} \delta_h \quad \frac{2 \omega Q}{4 \sigma O T_o^3} \quad 2 \omega Z$$

---

(1) In caso contrario si dovrebbe moltiplicare il termine riguardante l'irraggiamento per il coefficiente di riflessione della superficie del filamento ad incandescenza.

In condizioni stazionarie, il secondo termine scompare e rimane, oltre ad un termine costante, un termine che rappresenta una grandezza alternata a frequenza doppia della corrente di alimentazione, in ritardo di fase, rispetto a questa, dell'angolo δ_h, e la cui ampiezza, per valori di ωZ sufficientemente grandi, si avvicina al valore $T \sim \frac{J^2_{max}\, r}{H} \cdot \frac{1}{2\omega Q}$, cioè risulta direttamente proporzionale alla potenza assorbita ed inversamente proporzionale alla frequenza della corrente ed alla capacità termica del filamento.

Per il valore medio della temperatura, T_o, non si trova però alcuna soluzione e quindi neppure per la « fluttuazione », $\frac{\bar{\tau}_{max}}{T_o}$, della temperatura attorno a tale valore, la conoscenza della quale è invece di grande importanza per lo studio dell'andamento della illuminazione. Per giungere ad una conclusione in riguardo, si

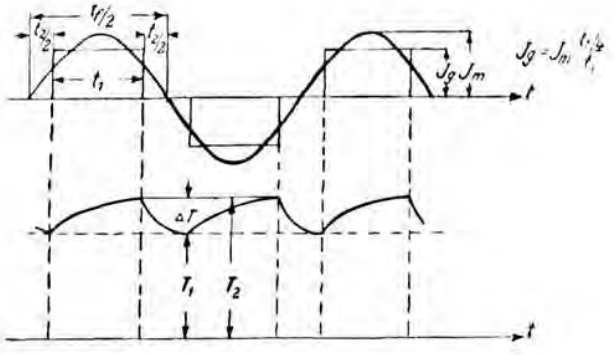


FIG. 7. — ILLUMINAZIONE A CORRENTE ALTERNATA.
Sostituzione della curva sinusoidale con la curva rettangolare.

ammetta che la lampada non sia alimentata secondo l'andamento sinusoidale della corrente ma che, al contrario, durante mezzo periodo di oscillazione di questa, essa sia inserita nel circuito di alimentazione per il tempo t_1 ed esclusa per il tempo t_2. In altre parole, si ammetta che la curva sinusoidale d'alimentazione si approssimi alla curva rettangolare rappresentata nella parte superiore della figura 7. Affinchè l'energia in giuoco sia la stessa in entrambi i casi, è necessario che il valore J_o della corrente conti-

nua, che si suppone agisca durante il tempo t_1, risponda alla seguente condizione:

$$\left(\frac{J_{max}}{\sqrt{2}}\right)^2 \frac{r\,t_f}{2} \qquad J_a^2\, r\, t_1 \quad , \quad J_a = J_{max}\,\frac{t_f/4}{t_1}$$

Dopo un certo tempo, durante il quale le oscillazioni vanno smorzandosi e si raggiunge uno stato di equilibrio, si verifica l'andamento rappresentato inferiormente nella figura 7.

In tal caso, i fenomeni del riscaldamento e del raffreddamento del filamento possono essere trattati staticamente. In conseguenza della brevità del tempo in cui il fenomeno si svolge, l'andamento effettivo può essere allora rappresentato con una curva esponenziale, e si può scrivere (vedi fig. 7):

$$T = T_1 + T_1\,(1 - \varepsilon^{-t/a}) \qquad \text{per il riscaldamento}$$
$$T = T_2\,\varepsilon^{-t\,b} \qquad \text{per il raffreddamento.}$$

Dovendo essere:

$$T_1 = T_2\,\varepsilon^{-t_1/b} \quad ; \quad T_2 = T_1\,(2 - \varepsilon^{-t_2/a}) \quad ; \quad t_1 + t_2 = t_f/2\,,$$

eliminando t_1 e t_2, si ha con una certa approssimazione:

$$k \gtrsim \frac{t_f}{2}\,\frac{1}{a+b} \quad , \quad \text{quando è} \quad k \quad \frac{T_2 - T_1}{T_1} = \frac{\Delta T}{T_1} \ll 1\,.$$

Poichè $\tau_{max} = \dfrac{T_2 - T_1}{2}$ e $T_o = \dfrac{T_2 + T_1}{2}$,

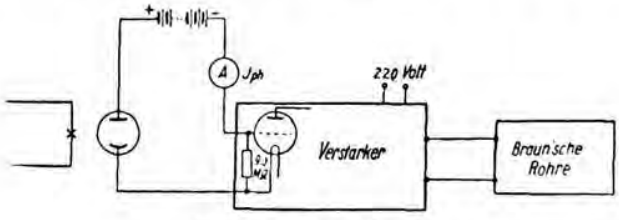
il rapporto (fluttuazione) tra ampiezza delle oscillazioni e valore medio T_o è: $w = \dfrac{\tau_{max}}{T_o} = \dfrac{T_2 - T_1}{T_2 + T_1} = \dfrac{k}{2+k} \sim \dfrac{k}{2}$

cioè, sostituendo i valori indicati precedentemente:

$$w \quad \frac{1}{4f} \cdot \frac{1}{a+b}\,.$$

La fluttuazione potè essere misurata ed oscillografata direttamente con l'aiuto di un tubo di Braun e con la disposizione della

figura 8. Misurata la tensione alternata, P_a, all'uscita dell'amplificatore e la corrente fotoelettrica continua, J_{ph}, che circola nella



Verstärker = *Amplificatore*
Braun'sche Rohre = *Tubo di Braun*

FIG. 8. — DISPOSIZIONE PER LA DETERMINAZIONE DELLA FLUTTUAZIONE E PER LA PRESA DELL'OSCILLOGRAMMA

resistenza d'entrata, e noto il valore A dell'amplificazione, la fluttuazione risulta da:

$$w = \frac{P_a / V}{J_{ph} \cdot R}$$

Per un lampada Osram da 50 candele si osservarono i seguenti valori:

$$R = 9{,}3 \cdot 10^6\ \Omega;\quad J_{ph} = 0{,}8\ \mu A;\quad P_a = 8\ V;\quad V = 20;\quad \omega = 5{,}4\,\%$$

L'oscillogramma relativo è riprodotto nella figura 9, in cui si vede distintamente l'andamento della oscillazione a frequenza

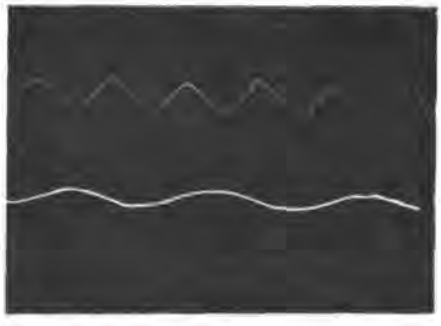


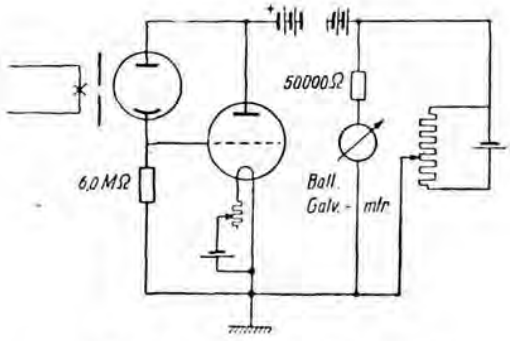
FIG. 9.

doppia; la curva sottostante riproduce la frequenza a 50 periodi della corrente d'alimentazione. La fluttuazione per una lampada da

proiettore da 100 candele si rivelò di molto inferiore a quella corrispondente alla lampada precedente; i valori osservati furono:

$$J_{ph} = 0{,}8\ \mu A\ ;\quad P_a = 8\ V\ ;\quad V = 240\ ;\quad w = 4{,}5 \text{ per mille}$$

Con la lampada ora nominata si poterono anche misurare le costanti a e b di riscaldamento e di raffreddamento, mediante il metodo balistico e lo schema indicato nella figura 10. La cella venne illuminata con corrente continua e la corrente fotoelettrica



Ball. Galv.-mtr. = *Galvanometro balistico*

FIG. 10. — DETERMINAZIONE DELLA INERZIA DI UNA LAMPADA AD INCANDESCENZA MEDIANTE IL GALVANOMETRO BALISTICO.

amplificata e compensata in condizioni statiche. Ogni variazione, anche rapidissima, della luminosità produsse corrispondente deviazione del galvanometro balistico. La costante di riscaldamento venne misurata una volta con la lampada costantemente accesa, ma schermata con un diaframma che venne aperto per il tempo di un secondo, ed una seconda volta con la lampada costantemente spenta e con il diaframma aperto, provocando l'accensione della lampada stessa per il tempo di un secondo. Per approssimazione si può ammettere che il processo sia completamente svolto dopo un secondo e possa quindi essere integrato tra 0 e ∞. La deviazione galvanometrica risultò: $\alpha_0 = G \times 1$ nel caso della curva rettangolare, e $\alpha_1 = G \times a$ e rispettivamente $\alpha_2 = G \times b$ nel caso della curva esponenziale.

Dal rapporto delle deviazioni si ottenne quindi il valore di a e di b: $a \geqq \frac{1}{3}$ di secondo; $b \geqq \frac{1}{7}$ di secondo.

In base a questi dati si ricavò, per corrente d'alimentazione a 50 periodi ($f = 50$), $w = 10{,}5$ per mille. Il valore ricavato corrisponde, per lo meno, all'ordine di grandezza di quello che si può misurare con l'amplificatore, e non si deve pretendere una maggiore precisione, date le approssimazioni fatte e l'impiego del metodo balistico non eccessivamente preciso.

MANFRED VON ARDENNE

(trad. del cap. S. GUASTALLI)

RECENSIONI

Osservazioni sull'altezza dello strato Kennelly-Heaviside per 4045 e 8650 kc. T. R. GILLILAND. *Proc. Inst. Radio Eng.*, v. 19, n. 1, genn. 1931, p. 114-119, fig. 8.

L'altezza virtuale dello strato è stata misurata col metodo del radio eco; osservazioni diurne settimanali dal 16 genn. al 19 giug. 1930; sono pure descritte due prove serali; sono date curve di confronto tra l'altezza, le macchie solari e lo stato magnetico; osservazioni del 28 aprile 1930 (eclissi solare).

Studi sullo strato Kennelly-Heaviside. P. A. DE MARS, T. R. GILLILAND e G. W. KENRICK. *Proc. Inst. Radio Eng.*, v. 19, n. 1, genn. 1931, p. 106-113, fig. 10.

Progressi nelle ricerche iniziate in cooperazione per lo studio delle radio trasmissioni; osservazioni oscillografiche di trasmissioni pulsanti fatte al Bureau of Standard e al Tufts College in collaborazione con personale del Naval Research Laboratory e del Departement of terrestrial magnetism.

La realtà fisica delle bande laterali. F. M. COLEBROOK. *Experimental Wireless*, v. 8, n. 88, genn. 1931, p. 4-10, fig. 8.

È considerata teoricamente e sperimentalmente la ricezione e la rettificazione di onde persistenti modulate, con speciale riguardo alla variazione di frequenza di modulazione prodotta con la sintonizzazione del circuito ricevente; realtà fisica delle frequenze laterali e loro effetto sulla forma della curva di risonanza.

La rivelazione di due onde modulate, con frequenza portante leggermente differente. C. B. AIKEN. *Proc. Inst. Radio Eng.*, v. 19, n. 1, p. 120-135, fig. 6. Vedi anche *Bell Syst. Tecn. Jour.*, v. 10, n. 1, genn. 1931, p. 1-19, fig. 6.

Analisi della rivelazione di due onde modulate con la stessa, o con differente frequenza acustica, e differenti, nella frequenza portante, di alcuni cicli o anche più; sono trattati i casi della rivelazione rettilinea e parabolica e sono derivate le espressioni relative.

Radio apparecchio motorizzato del Signal Corps. C. W. CLARKE. *Radio Eng.*, v. II, n. 1, genn. 1931, p. 17-18, fig. 3.

Il Signal Corps americano è stato provvisto di un radio apparato da campo, mobile, conosciuto col nome di « Mobile SCR 132 »; il nuovo apparecchio è stato costruito con lo scopo di rispondere alle tendenze verso la meccanizzazione e l'estrema mobilità dei moderni eserciti.

Costruzione di un ricevitore a onde corte. A. BINNEWEG. *Radio Eng.*, v. II, n. 1, genn. 1931, p. 26-27 e 30, fig. 3.

Considera la costruzione con risultati sperimentali di un ricevitore a rivelazione rigenerativa; con piccole variazioni delle costanti del circuito il funzionamento è molto migliorato.

Comando a distanza della sintonia di radio ricevitori. J. C. SMACK. *Radio Eng.*, v. II, n. 1, genn. 1931, p. 28-30, fig. 5.

È esposto un metodo meccanico per la soluzione del problema della regolazione della sintonia di apparecchi riceventi per radio diffusione e per aviazione.

Progressi negli apparecchi radio riceventi per radio diffusione. A. J. GILL e A. G. MAC DONALD. *Post Office Elec. Eng. Jour.*, v. 23, pt. 4, genn. 1931, p. 321-324.

Rivista degli apparecchi esposti alla mostra di Londra 1930; predominano i radio ricevitori completi, nei quali è anche curata la parte decorativa, e gli apparecchi radio grammofonici.

Un apparecchio per la regolazione di tensione, a corr. alternata e ad azione magnetica. J. G. SOLA. *Radio Eng.*, v. II, n. 1, genn. 1931, p. 24-25, fig. 5.

Il compensatore descritto è completamente magnetico ed ha azione istantanea, necessaria per eliminare i sovraccarichi di corrente causati da aumenti istantanei di tensione e le alte correnti iniziali; la sua efficienza è elevata essendo molto ridotte le perdite nel nucleo del compensatore.

Lo stenodo. J. ROBINSON. *Radio Eng.*, v. 10, n. 12, dic. 1930, p. 21-25, fig. 9.

I principi del sistema sono stati largamente discussi dagli esperti e senza dubbio l'apparecchio entrerà nell'uso comune quando ne sarà ben compreso il funzionamento; studio delle teorie di Fourier; decremento; velocità di ricezione; interferenze. Studio presentato al Radio club d'America.

Le onde persistenti modulate e lo stenodo radiostato. C. H. W. NASON. *Radio Eng.*, v. II, n. 1, genn. 1931, p. 19-21, fig. 3.

Discussione tecnica della teoria del nuovo sistema di ricevitore presentato in Inghilterra e sperimentato a New York; note sulle variazioni di ampiezza; fattore di selettività; disposizione del circuito; limiti di utilità.

Un semplice misuratore di frequenza di alta precisione. H. PIESCH. *Zeit. f. Hochfrequenztechnik*, v. 36, n. 6, dic. 1930, p. 211-217, fig. 5.

Rivista dei tipi esistenti di campioni di taratura; apparecchi per misure in un largo campo di frequenze; ondametro ad assorbimento; esecuzione; fondamenti teorici; fenomeni applicati nelle misure; descrizione dell'apparecchio di misura con circuito di assorbimento. BIBLIOGRAFIA.

Esperimenti su trasmettitori modulati in ampiezza ed in frequenza. W. RUNGE. *Elektr. Nachrichtentechnik*, v. 7, n. 12, dic. 1930, p. 488-494, fig. 10.

Apparecchi e procedimenti indicati per l'applicazione del metodo Gruetzmacher per la misura separata delle componenti di frequenze somme, nei riguardi della frequenza e dell'ampiezza.

Un nuovo metodo per misura della resistenza e della reattanza a radio frequenza. F. M. COLEBROOK e R. M. WILMOTTE. *Inst. Elec. Eng. Adv. Paper rec.*, nov. 29, 1930, p. 10, fig. 9.

È descritto un metodo per la misura della resistenza ad alta frequenza di bobine; esso è basato sul cambio di reattanza di un circuito oscillante controllato a valvola, quando è accoppiato al circuito in osservazione, e non richiede alcuna misura di corrente o di tensione. Sono dati i particolari pratici dell'impiego e della costruzione dell'apparecchio. Vedi *Exp. Wireless*, febbr. 1931.

Nuove misure su antenne direzionali per onde corte. A. GOTHE. *Elektr. Nachrichten-tech.*, v. 7, n. 12, dic. 1930, p. 494-501, fig. 12.

Principi e rappresentazione schematica dell'antenna Telefunken; diagrammi orizzontali e verticali della antenna Japan di Nauen con 16 dipoli; misure della intensità di campo a New York rispetto alle due antenne di Nauen; ricezione con antenna direzionale e singolo dipolo a Rio de Janeiro.

Ciò che è statico. C. J. HIRSCH. *Radio Eng.*, v. 10, n. 12, dic. 1930, p. 40-41, fig. 3.

Dimostrazione matematica delle difficoltà dell'eliminazione degli effetti delle oscillazioni parassite nei ricevitori.

Magnetic Phenomena. S. R. WILLIAMS. 1 vol. di pag. 230 con ill., diagr., tavole. Mc. Graw - Hill Book Co. ed. N. Y. 1931. Prezzo: Doll. 3.

Rivista generale dell'intero campo dei fenomeni magnetici, tendente a stimolare l'interesse per i lavori di ricerca sul magnetismo e a fornire i fondamenti indispensabili per il loro svolgimento; teoria del magnetismo e degli effetti del magnetismo sopra le proprietà meccaniche, acustiche, elettriche, termiche ed ottiche della materia.

The Quantum Theory. F. REICHE (trad. di H. S. HATFIELD e H. L. BROSE). 1 vol. di pag. 218. E. P. Dutton e Co. ed. N. Y., 1930. Prezzo: Doll. 2.10.

Ottima relazione sulle origini e gli sviluppi della teoria dei quanta, dalle sue origini ai nostri giorni, che non richiede da parte del lettore grandi cognizioni di matematica. Una abbondante bibliografia e numerosi richiami forniscono allo studioso una comoda guida per studi più completi.

Un procedimento grafico per lo studio delle oscillazioni elettriche. F. KIRSCHSTEIN. *Arch. füer Elektrotechnik*, v. 24, n. 6, dic. 1930, p. 731-762, fig. 38.

Mostra come un metodo grafico per l'integrazione di un sistema di equazioni differenziali simultanee può essere usato per lo studio del fenomeno delle oscillazioni elettriche.

La rappresentazione grafica dei dati delle valvole. W. A. BARCLAY. *Exp. Wireless*, v. 8, n. 89, febb. 1931, p. 75-82, fig. 4.

Con la presentazione delle valvole schermate e dei pentodi deve essere preso in considerazione l'extra potenziale e trovati metodi per mostrare come variano le altre tre variabili, generalmente associate col circuito anodico, col variare del primo: necessità di più adatte caratteristiche; definizioni fondamentali; uso inverso del principio del grafico; errori; esempi per la valvola Osram L. S. 6-A; curve e nomogrammi per diverse valvole.

Prove di valvole radio; il metodo del ponte a c. a. C. S. BULL. *Exp. Wireless*, v. 8, n. 89, febb. 1931, p. 70-74, fig. 8.

È mostrato che per determinare il completo comportamento delle valvole è necessaria la misura di due o tre caratteristiche e la prova della uniformità di tali caratteristiche per una serie di condizioni sotto le quali può lavorare la valvola stessa; sono discusse la precisione e la velocità di varii metodi di prova; il ponte a c. a. fornisce probabilmente il più rapido e comodo procedimento di prova; descrizione delle prove.

Effetti della potenza sulla distorsione della frequenza negli amplificatori a resistenza. H. A. THOMAS. *Exp. Wireless*, v. 8, n. 88, genn. 1931, p. 11-17, fig. 11.

Semplice analisi matematica riguardante le potenze assorbite negli alto parlanti, l'impedenza degli stadii di potenza, l'impedenza del circuito anodico, l'amplificazione ecc. di 2 o di 1 stadio; l'amplificazione complessiva. Risultati sperimentati; caso di tre stadii con valvole a basso fattore di amplificazione; curve di amplificazione.

Azioni reciproche negli amplificatori, con speciale riguardo all'impedenza comune nei circuiti del filamento. L. BAINBRIGE-BELE. *Exp. Wireless*, v. 8, n. 88, genn. 1931, p. 18-20, fig. 2.

È portata l'attenzione su cause insospettate di reazione (l'impedenza comune nei circuiti dei filamenti alimentati con batterie) e sono discussi i metodi di prevenzione.

Direttore responsabile: Prof. G. VANNI.

ESERCITO E NAZIONE

:: :: RIVISTA PER L'UFFICIALE ITALIANO :: ::

:: :: :: (IN SERVIZIO ATTIVO ED IN CONGEDO) :: :: ::

TECNICA MILITARE VOLGARIZZATA - STORIA - ARTE - ECONOMIA, ecc.
Rubriche fisse: AVVENIMENTI DEL MESE - NOTIZIARIO MILITARE ESTERO - NOTE BIBLIOGRAFICHE - CORRISPONDENZA COI LETTORI - SPIGOLATURE

Direttore: **ALBERTO BALDINI**

Esce in fascicoli mensili riccamente illustrati di circa 100 pagine.

Prezzo di ogni fascicolo { In Italia e Colonie . L. 4,50 / All'Estero . . . . L. 12,00

ABBONAMENTI PER L'ANNO 1931 (1)

Italia e Colonie . L. 22,00 | Estero . . . . L. 60,00

DIREZIONE ed AMMINISTRAZIONE - Via Napoli (PALAZZO DEL MINISTERO DELLA GUERRA) - ROMA

(1) Aggiungere L. 1 per la quietanza e relativa tassa di previdenza giornalistica (come da disposizioni di legge).

RIVISTA D'ARTIGLIERIA E GENIO

PERIODICO MILITARE MENSILE ILLUSTRATO

Direzione: Via degli Astalli, N. 15 - Roma (117)

Telefoni: Soc. Tel. Tirrena 64 200; militare 2129 — C/c Postale 1/8447

CONDIZIONI DI ABBONAMENTO PER IL 1931-IX

(LXX ANNATA)

Comandi, uffici, circoli, enti militari	L.	**30,00**
Ufficiali ed assimilati	»	**24,00**
Non militari, in Italia e Colonie	»	**50,00**
Estero	»	**75,00**

Ogni fascicolo separato: in Italia L. **6**, all'estero Lit. **12**; doppio L. **10**, all'estero Lit. **18**.

Per la spedizione all'indirizzo privato, aggiungere L. 1 per ogni fascicolo separato o L. 6 per tutta l'annata.

N.B. - Ai prezzi sopra indicati viene concessa la riduzione del 10% solo per l'interno del Regno.

Anno 10° - N.i 3 e 4. Maggio-Agosto 1931 - A. IX.

ISPETTORATO DELL'ARMA DEL GENIO

DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO



Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito

SOMMARIO:

N. GRIFONE. - Metodi adoperati presso l'officina R. T. ed E. del genio militare, per la taratura degli ondametri e delle stazioni R. T. e per il loro controllo.

L. SESTA. - Un metodo semplice per misurare capacità a mezzo di valvole termoioniche.

E. GNESUTTA. - Il voltmetro a valvola.

G. FERRIÉ. - L'alta atmosfera e l'evoluzione delle applicazioni della radiotecnica. - (Trad. del col. A. STABARIN).

E. T. GLAS. - Sul rendimento delle antenne trasmittenti per radiodiffusione circolare. - (Trad. dell'ing. U. TIBERIO).

- Recensioni.

Condizioni per l'anno 1931

(Volume di oltre 240 p.)

Nel Regno d'Italia e Colonie

Abbonamento	L. 12
Un numero separato	» 3
Abbonamento ridotto per ufficiali e assimilati	» 8

Nei paesi dell'Unione Postale

Abbonamento	Franchi oro 10
Un numero separato	» » 2

Inviare l'importo a mezzo vaglia alla DIREZIONE DELL'ISTITUTO R. T. ED E. DEL GENIO MILITARE - Viale Mazzini, N. 8 — ROMA (149).

Roma, Tipo-Lit. Off. R.T. ed E. del Genio Mil.

:: La direzione del **Bollettino** non risponde delle opinioni espresse dagli autori che abbiano firmato o contrassegnato i loro scritti. :: :: :: :: :: :: :: ::

:: I manoscritti non si restituiscono. :: :: :: ::

:: Gli articoli pubblicati vengono retribuiti; agli autori saranno inoltre date gratuitamente **25** copie di estratti, se trattisi di articoli inediti, e **10** negli altri casi. :: ::

Anno 10° - N.i 3 e 4. Maggio-Agosto 1931 - A. IX.

ISPETTORATO DELL'ARMA DEL GENIO
DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito
Diretto dal Prof. G. VANNI

Metodi adoperati, presso l'officina R. T. ed E. del genio militare, per la taratura degli ondametri e delle stazioni R. T. e per il loro controllo.

SOMMARIO. — *In relazione alle prove di costanza della taratura degli ondametri di precisione, da servire alle conclusioni da presentarsi al C. C. I. R., si espongono i metodi adoperati presso l'officina radiotelegrafica ed elettrotecnica del genio militare per la taratura degli ondametri. Si accenna anche al metodo di taratura delle stazioni del R. Esercito e dei quarzi piezoelettrici adoperati come ondametri a frequenza fissa. Inoltre vengono riferiti dati statistici relativi alla costanza degli ondametri di precisione dell'officina e dedotti gli errori commessi nell'uso di detti ondametri. Si conclude con la proposta di adottare, per gli ondametri, controlli di frequenza mediante quarzi, ottenendo in questo modo un aumento di precisione strumentale.*

1. – Generalità.

Nel congresso internazionale tenuto in Olanda dal C. C. I. R. nel 1929, l'Italia assumeva quale nazione centralizzatrice la questione relativa alla taratura degli ondametri.

Allo scopo di eventuali proposte da farsi alla seguente riunione del C. C. I. R., fu deciso dalla Commissione per la taratura degli ondametri, costituita nel seno del Comitato radiotelegrafico del Consiglio nazionale delle ricerche, che si facessero delle verifiche sugli ondametri in uso presso le varie amministrazioni dello Stato.

Da dette verifiche, di cui si parlerà in seguito, appaiono i risultati raggiunti nella tecnica della costruzione, nella taratura e nel controllo degli ondametri finora in uso.

In base a questa decisione del Comitato, il colonnello Sacco, direttore principale dell'officina R. T. ed E. del genio militare, ordinò delle verifiche periodiche sugli ondametri di precisione dell'officina stessa e la compilazione di una relazione riassuntiva sui metodi di taratura, che appunto viene eseguita presso l'officina, per le stazioni in uso presso il R. Esercito e sui metodi adoperati per ottenere la costanza e l'immediata verifica di dette tarature.

Il problema della verifica della taratura delle stazioni porta con sè l'uso di adatti ondametri; questi però servirebbero soltanto fino ad un certo punto, data l'incostanza della taratura, se non fossero a loro volta controllati, almeno per un punto per ogni bobina, con campioni di frequenza assolutamente costante.

Perchè, se possono attualmente costruirsi ondametri abbastanza precisi, per quanto lo richiede la pratica, e cioè con una imprecisione totale (1) di almeno dell'1 : 10.000 e sufficientemente costanti,

---

(1) Per le definizioni su questo argomento degli ondametri, vedi articolo del dott. Sabbatini, in corso di pubblicazione sui *Dati e Memorie sulle Radiocomunicazioni* del Consiglio nazionale delle ricerche.

Come «imprecisione» vien definito il valore assoluto dell'errore massimo relativo e cioè:

$$\frac{\Delta f}{f}$$

mentre il valore inverso

$$\overline{\frac{\Delta f}{f}}$$

viene detto «precisione». Si parla quindi di precisione ed imprecisione dovute ad una determinata causa, la quale introduce l'errore massimo Δf preso in valore assoluto, assumendo il valore medio f di parecchie letture, come esatto.

L'«imprecisione totale» di un ondametro è la somma delle varie imprecisioni dovute alle cause meccaniche, alle variazioni di temperatura e igrometria, all'influenza di corpi esterni (operatore, oggetti metallici in vicinanza ecc.), al metodo di rivelazione proprio dell'ondametro.

Da questa somma va distinta l'«inesattezza» dovuta a difetti di taratura, e che può essere eventualmente diminuita quando si faccia una taratura più accurata, mentre le altre cause intervengono sempre nella stessa misura, e principalmente le cause meccaniche e di rivelazione. Anzi per queste due cause non è molto facile distinguere gli errori dovuti a ciascuna causa separatamente, che per gli ondametri che non sono di alta precisione debbono venir conglobati, per semplificazione.

ciò esige una costruzione, una spesa ed una difficoltà di uso che non è adatta per ogni tipo di stazione.

Quindi è prevalso il concetto di dare alle stazioni del R. Esercito ondametri, per i quali non sia richiesta una grande costanza, ma a cui siano uniti degli oscillatori o risonatori piezoelettrici per il controllo della taratura. In questo modo viene in parte ad essere eliminata l'incostanza, che è di gran lunga il valore maggiore nella imprecisione totale rispetto all'imprecisione meccanica e di rivelazione.

Si aggiunga, che, per quanto riguarda le stazioni mobili campali, mal si presterebbe la distribuzione di ondametri, i quali se di dimensioni ridotte, varrebbero poco allo scopo, e se di dimensioni normali verrebbero a togliere quel carattere di maneggevolezza e semplicità, che deve essere la dote principale di una stazione campale.

Perciò alle stazioni campali va distribuito un mezzo di controllo semplice, di massima sicurezza e piccole dimensioni. A questi requisiti risponde appunto il quarzo piezoelettrico che non è altro che un ondametro a frequenza fissa. Il tipo adottato è quello risonatore e non ha bisogno, per essere adoperato, di altre parti e di batterie accessorie, come è necessario invece per un quarzo oscillatore. Il metodo impiegato per la taratura di questi cristalli, pur non essendo un metodo assoluto, garantisce la precisione richiesta, la quale è sufficiente agli scopi militari.

Al controllo della taratura segue il problema di correggere eventuali differenze della taratura.

Questo problema è stato risolto per alcuni tipi di stazioni con il variare di poco le costanti del circuito oscillatore fino a riportare la frequenza in accordo con la taratura. Per altri tipi di stazioni invece è allo studio lo spostamento della curva di taratura fino a riportare a posto i punti della curva corrispondente alle frequenze controllate.

Alla taratura delle frequenze adoperate nei vari apparati del R. Esercito si provvede, nelle stazioni fisse adoperanti onde di lunghezza maggiore di 350 m, mediante un ondametro ponte del tipo G. M., di cui si dirà in seguito, studiato dall'officina radio e tarato oltre che per la misura delle lunghezze d'onda, anche per

la misura delle capacità ed induttanze; per le stazioni mobili, che usano onde superiori a 250 m, mediante un ondametro ad assorbimento, che dovrà essere tarato presso i Battaglioni R. T. per confronto con l'ondametro G. M. e distribuito a ciascuna stazione.

È allo studio la distribuzione di cristalli piezoelettrici per l'immediata verifica delle tabelle di taratura di ciascuna stazione di questo tipo.

Per le stazioni mobili, impieganti onde inferiori a 350 m, si provvede mediante dei risonatori - quarzi piezoelettrici - distribuiti alle stesse stazioni.

Per le operazioni necessarie alla taratura degli ondametri e dei cristalli piezoelettrici in distribuzione, si possiedono presso il reparto studi dell'officina R. T. ed E. del genio militare ondametri di precisione da operarsi in laboratorio, ed eterodine-ondametri, tarati e controllati mediante quarzi piezoelettrici, adoperati come campioni secondarii di frequenza.

2. — Metodo per l'uso e per la taratura dell'ondametro ponte G. M.

L'uso dell'ondametro-ponte G. M. per le stazioni fisse e mobili, adoperanti onde di lunghezza maggiore di 350 è dato dal seguente metodo.

Misure di lunghezza d'onda.

L'ondametro propriamente detto è costituito da un condensatore variabile di capacità di 2500 $\mu\mu$F e da quattro induttanze intercambiabili in modo da coprire tutta la gamma da 40 a 3000 metri di lunghezza d'onda.

Per tarare un ricevitore, il commutatore vien posto in «ricezione» eccitando così il vibratore a cicala, le oscillazioni del quale sono trasferite sul circuito condensatore-induttanza; l'ondametro emette un'onda smorzata.

Nel ricevitore da tarare, quando sia disposto vicino all'ondametro, verrà udita una nota eguale a quella del vibratore.

a) - Quando occorra verificare la lunghezza d'onda del ricevitore si varierà la capacità dell'ondametro fino a sentire il massimo del suono del ricevitore. Si leggerà l'onda cercata sulla tabella, in corrispondenza della curva relativa alla bobina impiegata e della graduazione del condensatore dell'ondametro.

b) - Quando occorra sintonizzare il ricevitore su una determinata lunghezza d'onda, disposto l'ondametro su quell'onda per mezzo della tabella, si varieranno gli organi di sintonia del ricevitore stesso fino a raggiungere un suono di intensità massima nel ricevitore stesso.

È bene che l'accoppiamento tra ondametro e ricevitore sia il più lasco possibile, e ciò allo scopo di rendere più accurata la misura di massimo.

L'imprecisione totale di questo tipo di ondametro non è ancora stata misurata; sicuramente esso rientra nella categoria di ondametri comuni con una imprecisione totale non minore di $0{,}25 \times 10^{-2}$, purchè sia controllata spesso la sua taratura.

Per tarare un trasmettitore, il commutatore viene posto in « trasmissione » includendo nel circuito dell'ondametro, in serie all'induttanza, un lampadino micromignon, nel quale la corrente indotta dal trasmettitore in emissione produce l'incandescenza.

Il massimo di luminosità dà il punto in cui l'ondametro è sintonizzato sull'onda del trasmettitore.

a) - Quando occorre verificare l'onda di un trasmettitore, disposto l'ondametro in vicinanza, se ne varierà il condensatore fino ad ottenere il massimo di incandescenza. La lunghezza d'onda si leggerà sulla tabella in corrispondenza della curva della bobina impiegata e della graduazione del condensatore.

b) - Quando si deve sintonizzare il trasmettitore su di una determinata onda, si metterà l'ondametro su quell'onda e si regoleranno gli organi del trasmettitore fino ad ottenere il massimo d'incandescenza.

È bene che l'accoppiamento tra ondametro e trasmettitore sia tanto lasco da arrossare appena il filamento del lampadino nel punto di massima sintonia, e ciò allo scopo: di evitare la doppia onda che si verifica con accoppiamento troppo stretto; di permettere una lettura di massimo e quindi di lunghezza d'onda

più precisa; di evitare che con accoppiamento stretto l'energia sia tale da bruciare il filamento del lampadino.

Anche per questa misura l'imprecisione è dell'ordine del 0,25 per cento.

Misura di capacità e di induttanza.

L'ondametro, oltre che per la misura di taratura e di controllo delle lunghezze d'onda in trasmissione e in ricezione, si può adoperare anche per le misure suddette, prendendo appunto da ciò il suo nome di ondametro ponte (1).

Metodo di taratura.

La taratura dell'ondametro ponte G. M. viene eseguita per confronto con campioni già tarati.

Il confronto della parte ondametro viene eseguito con un ondametro di maggior precisione, tarato mediante campioni secondari di frequenza (quarzi piezoelettrici), e mediante i fili di Lecher, come fu fatto la prima volta quanto i quarzi non erano ancora entrati nella pratica.

---

(1) Per effettuare misure di capacità, il commutatore centrale si pone nella posizione « misura di capacità »; in questo caso si viene a realizzare un ponte di Sauty. In uno dei lati è posto il condensatore dell'ondametro (che funziona da campione). Un altro lato fa capo a due morsetti C_x, fra i quali s'inserirà la capacità incognita da misurare.

Con la spina bipolare del telefono stesso si possono commutare le resistenze degli altri due lati del ponte secondo i tre rapporti 1/1, 1 10 e 10 1.

Il ponte può misurare capacità comprese tra 20 e 25.000 $\mu\mu$F, con una precisione dell'1 % per il rapporto 1/10, e del 0,5 % per i rapporti 1/1 e 10/1.

Per la misura di induttanza si adopera il metodo di fissare una lunghezza d'onda λ, ottenibile con la capacità C e l'induttanza tarata L dell'ondametro, di sostituire quindi alla L l'induttanza incognita L_x, misurando la capacità C_1 necessaria per ritornare alla prefissata lunghezza d'onda λ, cosicchè con la formula:

$$\lambda^2 = 3{,}55\ L_x\ C_1 = 3{,}55\ L\ C$$

si calcola

$$L_x = \frac{\lambda^2}{3{,}55\ C_1} = L\ \frac{C}{C_1}$$

dove λ è espressa in metri, la capacità in micromicrofarad, e l'induttanza in microhenry.

Si disponeva una eterodina-ondametro in oscillazione, e mediante l'ondametro campione, anche del tipo G. M., veniva disposta la sua frequenza su un valore determinato. La misura era fatta per assorbimento.

Dopo di che si determinava sull'ondametro da tarare la lunghezza d'onda con lo stesso procedimento di assorbimento. La misura era ripetuta parecchie volte, adoperando l'ondametro sia in trasmissione sia in ricezione, per avere, con la media delle misure fatte, una maggiore precisione.

Nelle prossime tarature però verrà fatto a meno dell'ondametro campione tarato come intermediario, evitando così un'altra causa di incertezza, e gli ondametri G. M. saranno tarati mediante confronto con l'eterodina-ondametro, a sua volta tarata con i campioni di quarzi piezoelettrici.

A taratura avvenuta, vengono verificate le graduazioni corrispondenti alle lunghezze d'onda di alcuni dei campioni di quarzo (almeno uno per bobina), onde avere un controllo sulle operazioni eseguite.

Il condensatore, della parte misura di capacità, viene tarato mediante il ponte stesso dell'apparato con un condensatore campione posto ai serrafili, dove andrebbe messo il condensatore da misurare.

Il condensatore campione adoperato è costruito dalla General Radio Co. e ha una capacità massima di 250 $\mu\mu$F, variabile, per mezzo di nonio centesimale, di 0,1 $\mu\mu$F per volta.

3. – **Metodo di taratura degli apparati radiotelegrafici e radiotelefonici campali.**

Questo metodo viene adoperato per le stazioni mobili impieganti onde di lunghezza inferiore a 350 m; per il controllo delle frequenze sono impiegati i quarzi piezoelettrici, i quali vengono dati in dotazione ad ogni stazione in numero sufficiente. Tutti i quarzi sono tarati e verificati con eguale metodo, cosicchè il riferimento agli stessi campioni secondari di frequenza garantisce in modo sufficiente l'uniformità della taratura delle diverse stazioni

campali; le eventuali differenze tra le frequenze delle varie stazioni, indicate dalle tabelle di taratura come identiche, sono quindi contenute entro i limiti delle frequenze acustiche.

Le stazioni campali sono tarate in trasmissione e in ricezione separatamente, adoperando un ondametro-eterodina capace di ricevere, la cui taratura viene eseguita, per un numero sufficiente di punti, volta per volta con campioni secondari di frequenza (quarzi piezoelettrici).

Per la taratura in trasmissione l'eterodina viene adoperata come ricevitore, fissando il condensatore di essa sulla graduazione della taratura corrispondente alla frequenza scelta e ascoltando nel telefono i battimenti. Si variano quindi gli organi di accordo (condensatore) della parte trasmittente della stazione campale, fino ad ottenere il silenzio dei battimenti fra l'onda generata dalla stazione e quella della eterodina. Per la taratura in ricezione, l'eterodina viene adoperata come trasmettitore; ascoltando i battimenti nella cuffia del ricevitore della stazione campale, si varia il condensatore di accordo di questo ricevitore fino ad ottenere il battimento zero.

Basandosi sul metodo dei battimenti, la precisione della taratura e la identità delle tarature di trasmissione e ricezione dipendono principalmente dalla precisione delle letture sulle manopole dei condensatori delle stazioni, precisione che, con operatore molto pratico, si può aggirare intorno al 2 per mille, dato che si possa apprezzare un quinto della graduazione.

Per evitare maggiore incertezza in questa operazione si sta provvedendo che le manopole siano dotate di nonio, che permetterà di apprezzare sicuramente appunto un quinto di graduazione.

4. – Controllo della taratura delle stazioni mediante ondametro a quarzo.

Eseguita la taratura delle varie frequenze, distanziate fra di loro secondo il bisogno, si uniscono ad ogni stazione dei cristalli piezoelettrici tarati, per il controllo della taratura stessa.

Il quarzo viene posto in parallelo ad una induttanza accop-

piata al telaio della stazione, formando così un ondametro a frequenza fissa con risonanza abbastanza acuta.

La costanza di questo ondametro dipende principalmente, come è noto, dalla temperatura. Il fatto che i cristalli adoperati nelle stazioni non siano mantenuti a temperatura costante non porta molta influenza sulla taratura, dato che la taratura stessa viene fatta ad una temperatura intermedia tra le estreme possibili nelle nostre latitudini, riducendo così gli scarti al minimo.

Il metodo adottato per mettere in evidenza la risonanza è quello dei « clic ». È noto che, se si accoppia un ondametro a quarzo, costituito come si è detto, ad un circuito ricevitore, nel momento in cui la frequenza del ricevitore è uguale a quella propria del cristallo di quarzo si ode un « clic » secco. Se si gira la manopola del condensatore del ricevitore alternativamente a destra e a sinistra di questo punto, i « clic » che si odono sono due, distinti a seconda del senso di rotazione e sempre più vicini fra di loro a mano a mano che l'accoppiamento tra ricevitore e cristallo si rende più lasco.

Si assume la posizione centrale intermedia ai punti in cui si odono i due « clic » come quella in cui il ricevitore ha la stessa frequenza del quarzo. Detta posizione è senz'altro facilmente reperibile dopo due o tre tentativi, rotando alternativamente a destra e a sinistra la manopola. Per avere una conferma della bontà del metodo, fu portata una eterodina al battimento zero con un determinato quarzo in oscillazione e successivamente regolato il ricevitore nel modo anzidetto. In tutti i casi osservati, il ricevitore riceveva l'eterodina al battimento zero o con battimento al disotto del chilociclo, dimostrando che il metodo, se usato con accortezza, poteva dare gli stessi risultati di una eterodina a quarzo adoperata con il metodo dei battimenti.

Ascoltando nel telefono direttamente in recezione, e mediante una opportuna riduzione della tensione anodica in trasmissione, si odono i due « clic » a destra e a sinistra del punto in cui la stazione ha la stessa frequenza del quarzo. Si compila quindi una tabellina, in cui vengono indicate le graduazioni degli organi di accordo corrispondenti alle frequenze dei quarzi di controllo della stazione.

Ogni volta che occorra verificare la taratura, si pongono gli organi di accordo della stazione sulla posizione corrispondente alla frequenza del quarzo con cui si opera, e si varia un piccolo condensatore compensatore, posto a questo scopo, fino a metterlo nella posizione intermedia ai due « clic » di cui si è accennato. In questo momento la frequenza della stazione è uguale a quella del quarzo. Con questo metodo si riesce a correggere, nei dintorni della frequenza considerata, l'eventuale errore della tabella di taratura.

5. – Metodo di taratura dei quarzi piezoelettrici da dare alle stazioni campali.

La taratura dei cristalli piezoelettrici, che servono a loro volta per il controllo della taratura delle stazioni campali, viene basata sul confronto con campioni secondari di frequenza.

Questi sono rappresentati da cristalli di quarzo tarati con metodo di demoltiplicazione, all'Istituto E. e delle C. della R. Marina, insieme al loro circuito oscillante, ad una determinata temperatura.

La taratura degli altri cristalli avviene nel modo seguente. Si dispongono un'eterodina e un oscillatore per quarzo piezoelettrico sul quale si fanno oscillare sia i quarzi campioni che i quarzi da tarare; l'eterodina ha il condensatore a variazione lineare di frequenza del tipo differenziale SACCO [1], per il quale si ha una variazione totale di frequenza del 5 %, cosicchè per ogni bobina intercambiabile si ha una piccola variazione di frequenza. Per esempio, sulla frequenza intorno a 2000 kc, tutta la rotazione del condensatore dà una variazione di 100 kc. Disponendo, quindi, di un verniero decimale, si possono apprezzare circa i 500 periodi con sicurezza, avendo così nella taratura una precisione di 1 su 4000 circa, più che sufficiente per il controllo delle stazioni, nelle quali

---

[1] L. SACCO. - Nuovi condensatori variabili (differenziali). *Bollett. R. T. del R. E.*, gennaio 1926, pag. 3.

una frequenza determinata si può stabilire dalla tabella di taratura e per mezzo della manopola del condensatore con una incertezza non inferiore al 2 per mille.

La bobina dell'eterodina è scelta nella gamma nella quale sia compreso il quarzo da tarare; per ognuna di esse si dispone di due campioni secondari di frequenza così da fissare due punti della taratura della bobina stessa. Questi punti sono fissati mediante il battimento portato allo zero dell'oscillazione del campione secondario con quello dell'eterodina.

Una volta tarata la bobina, si determina la graduazione del condensatore sulla quale si abbia battimento zero fra l'oscillazione della eterodina e quella del quarzo da tarare.

Siccome il condensatore dell'eterodina è del tipo differenziale, a variazione uniforme di frequenza, il valore della frequenza corrispondente al quarzo da tarare si potrà ottenere per interpolazione o extrapolazione lineare fra i due valori della frequenza, relativi ai campioni secondari, data la piccola ampiezza della variazione.

L'interpolazione viene fatta graficamente su una scala sufficientemente grande da permettere la precisione desiderata.

6. – **Taratura ondametri di precisione.**

Per l'uso di laboratorio l'Officina possiede i seguenti ondametri cosidetti di precisione.

a) - Ondametro Telefunken, tipo K 1141/0, per onde da 9 a 300 metri. La gamma è ottenibile mediante 10 bobine, delle quali 6 formate da filo di rame nudo in aria, con supporti di bakelite, e 4 con filo di rame ricoperto in seta avvolta su vetro e paraffinate.

La risonanza viene verificata mediante un galvanometro e un cristallo rettificatore inserito in un circuito accoppiato al circuito oscillante; il movimento del condensatore ad aria è a demoltiplica, e la lettura si esegue con verniero decimale.

La posizione del verniero e della graduazione evita l'errore di parallasse; le dimensioni dei tratti, sia sul verniero sia sulla graduazione, permettono di leggere agevolmente il ventesimo di graduazione.

L'ondametro è completamente schermato, e l'induttanza è contenuta entro lo schermo. L'accoppiamento con l'esterno per le misure avviene attraverso fessure praticate nello schermo, che non gli fanno perdere la sua continuità elettrica.

Le connessioni dell'induttanza sono rigide; particolarmente quelle del condensatore vengono strette a vite, mentre le altre del circuito accoppiato per lo strumento indicatore sono a pressione.

b) - Ondametro Telefunken, tipo K G W 2, per onde da 60 a 30.000 m. La gamma si ottiene mediante 8 bobine in custodia di legno e bakelite.

La risonanza può essere verificata mediante galvanometro e cristallo rettificatore, wattometro a filo caldo, tubo a neon. La manovra del condensatore variabile, ad aria, della capacità di 4000 micromicrofarad, è a demoltiplica, e la lettura vien fatta mediante verniero decimale.

In questo ondametro il solo condensatore è schermato, mentre le connessioni tra l'induttanza e il condensatore sono di filo flessibile, avendosi così minori garanzie per la costanza della taratura e per la coerenza elettromagnetica.

c) - Ondametro General Radio Co., tipo 224 L. S., per onde da 10 a 200 metri. La gamma si ottiene mediante 6 bobine avvolte su bakelite e contenute in custodia di legno.

La risonanza viene verificata mediante un galvanometro a coppia termoelettrica inserito nel circuito oscillante.

Il movimento del condensatore variabile, ad aria, della capacità di 260 micromicrofarad, avviene mediante demoltiplica a mezzo di tamburo micrometrico graduato in centesimi.

L'ondametro è schermato, l'induttanza è però fuori dello schermo e connessa rigidamente al resto dell'apparato.

Anche in questo ondametro è evitato l'errore di parallasse, ed è possibile apprezzare ad occhio un quinto di un centesimo, cosicchè tutta la escursione del condensatore si può dividere in 12.500 parti o in 5000 parti, apprezzando soltanto la metà della graduazione.

Ad ogni modo, le precisioni realizzabili nelle misure, secondo le ditte costruttrici, sono per:

il tipo a: una precisione del due per mille;
il tipo b: una precisione del mezzo per cento;
il tipo c: una precisione del mezzo per mille.

Veramente con questa denominazione di precisione si crede che le case costruttrici vogliano intendere l'imprecisione totale, dovuta principalmente alla incostanza della taratura in funzione del tempo e quindi per variazioni di temperatura, igrometria ecc., perchè l'imprecisione dovuta alla lettura (imprecisione meccanica e di rivelazione) è molto minore.

La taratura degli ondametri viene fatta per confronto mediante quarzi piezoelettrici tarati, mantenuti in condizioni di funzionamento e di temperatura costante in termostato a 20°. La taratura dei quarzi è stata eseguita parte dall'Istituto R. E. di Livorno, parte dalla Loewe, parte dalla General Radio Co.

Il procedimento di taratura degli ondametri è il seguente.

Accoppiato l'ondametro al circuito oscillante del cristallo piezoelettrico, si determinano, leggermente a destra ed a sinistra della risonanza, varie coppie di punti (che si ammettono simmetrici rispetto al vertice della curva di risonanza dell'ondametro), in ciascuna delle quali si abbia la stessa corrente di assorbimento dell'ondametro; quindi si fa la media delle graduazioni del condensatore corrispondente a ciascuna coppia e si confronta il valore medio ottenuto con la graduazione letta in corrispondenza del massimo di assorbimento, per assicurarsi della esattezza di quest'ultima lettura che da sola riuscirebbe meno ben definita.

7. - Verifiche periodiche degli ondametri di precisione.

Per ogni giorno di verifica si sono eseguite 4 serie di 10 letture, e fatte le medie aritmetiche si è calcolato lo scarto medio.

Vennero compiute regolari verifiche tutti i sabati a partire dal 25 ottobre 1930; il confronto è stato fatto per un punto della graduazione per ogni bobina.

I dati furono inseriti in una tabella, e per ogni giorno e per ogni lettura si tenne conto: della temperatura in gradi dell'ambiente in cui venivano controllati gli ondametri, della pressione atmosferica letta su un barometro aneroide, del grado di umidità letto su un igrometro a capello che dà la percentuale di umidità.

Dividendo lo scarto medio per il totale dei gradi del conden-

satore, si può avere in percentuale la precisione media delle letture fatte.

Sono riportate di seguito le gamme delle varie bobine e le caratteristiche dei cristalli adoperati per tararli.

Bobine	Estensione della gamma				Cristalli di quarzo adoperati per il controllo		
	λ metri		Frequenze kc.		Quarzi tipo	λ_m	Frequenza kc.
	max	min.	min.	max			
ONDAMETRO TELEFUNKEN ONDE CORTE							
V	52	36,5	5766	8214	Loewe Radio	48	6246
VI	73,5	52	4079	5766	G. M.	63,50	4722
VII	108	73,5	2776	4079	G. M.	91,60	3272
VIII	153	108	1690	2776	G. M.	120	2498,5
IX	220	153	1363	1960	Loewe Radio	170	1763,6
X	315	220	950	1363	G. M.	231	1295
ONDAMETRO GENERAL RADIO							
B	50	30	5996	9994	Loewe Radio	48	6246
C	90	50	3331	5996	G. M.	63,5	4722
D	165	90	1810	3331	G. M.	120	2498,5
E	300	165	999.4	1810	G. Radio	200	1499
ONDAMETRO TELEFUNKEN ONDE LUNGHE							
00	180	75	1665,6	3997,6	Loewe Radio	154	1946,9
0	360	150	852,8	1998,8	G. Radio	200	1499
1	720	300	416,0	999,4	G. M.	590	508

Dall'esame della tabella delle osservazioni eseguite, non è stato facile mettere in relazione le variazioni di taratura corrispondentemente ai dati di temperatura, igroscopia e pressione.

Per il dato più importante, la temperatura, si è notato nel giorno 15 novembre 1930, in cui la temperatura fu notevolmente più bassa di quella, sensibilmente costante, degli altri giorni, una variazione più forte e precisamente una diminuzione di lunghezza d'onda.

Gli scarti massimi notati nelle varie letture e dovuti alle variazioni delle condizioni d'ambiente (temperatura, igrometria, pressione) sono i seguenti:

Bobine	Scarto assoluto massimo di frequenza kc	Scarto relativo massimo per cento
	ONDAMETRO TELEFUNKEN ONDE CORTE	
V	5,05	0,081
VI	2,73	0,058
VII	2,20	0,067
VIII	1,89	0,076
IX	1,32	0,075
X	0,81	0,063
	ONDAMETRO GENERAL RADIO	
B	45,5	0,720
C	3,53	0,075
D	8,65	0,350
E	0,67	0,045
	ONDAMETRO TELEFUNKEN ONDE LUNGHE	
00	27,3	1,40
0	22,0	1,45
1	9,6	1,87

Lo scarto relativo massimo si può assumere quale errore massimo che si commette nell'adoperare l'ondametro da solo, una volta fatta la taratura. Come si può notare, esso è così grande che non è certo consigliabile adoperare gli ondametri senza un adatto controllo della taratura volta per volta o almeno entro breve intervallo di tempo dall'eseguito controllo di essa.

Invece gli scarti massimi per varie letture successive, fatte quindi nelle stesse condizioni di temperatura, igrometria e pressione, entro brevissimo intervallo di tempo, sono i seguenti:

Bobine	Scarto assoluto massimo di frequenza kc	Scarto relativo massimo per cento
	ONDAMETRO TELEFUNKEN ONDE CORTE	
V	0,3	0,005
VI	0,2	0,004
VII	0,2	0,005
VIII	0,1	0,004
IX	0,06	0,005
X	0,05	0,004
	ONDAMETRO GENERAL RADIO	
B	0,8	0,012
C	0,3	0,009
D	0,2	0,008
E	0,07	0,005
	ONDAMETRO TELEFUNKEN ONDE LUNGHE	
00	0,9	0,050
0	0,3	0,034
1	0,2	0,040

Lo scarto relativo si può assumere quale errore che si commette nell'adoperare l'ondametro, controllando ogni volta un punto della taratura con un campione di frequenza (quarzo piezoelettrico), eseguendo varie misure entro breve intervallo di tempo ed assumendo la media come valore esatto.

A questo errore, che come si vede è piccolissimo, ed è dovuto all'errore di lettura ed all'imprecisione meccanica dello strumento, vanno aggiunti gli altri errori, non ultimo quello di non poter apprezzare con sicurezza divisioni al disotto di una certa frazione di tutta la scala, che per l'ondametro a) è di 1/1800, per l'ondametro b) di 1/1900, per l'ondametro c) di 1/5000, cosicchè gli errori dovuti a questa causa sono:

Bobine	Errore assoluto kc	Errore relativo per cento
	ONDAMETRO TELEFUNKEN ONDE CORTE	
V	1,360	0,020
VI	0,940	0,020
VII	0,670	0,020
VIII	0,450	0,020
IX	0,350	0,020
X	0,230	0,020
	ONDAMETRO GENERAL RADIO	
B	0,820	0,013
C	0,500	0,011
D	0,300	0,012
E	0,150	0,010
	ONDAMETRO TELEFUNKEN ONDE LUNGHE	
00	2,600	0,130
0	1,350	0,090
1	0,600	0,120

8. – **Conclusioni.**

Nell'uso degli ondametri, alcune delle imprecisioni si possono togliere o per lo meno diminuire: tali sono quelle dovute alla taratura e all'influenza dei corpi estranei vicini e ai difetti meccanici.

Converrà quindi schermare opportunamente lo strumento, comprendendo nello schermo anche l'induttanza, cercando di evitare errori di parallasse e sciacqui meccanici dell'asse del condensatore variabile e, infine, procedendo alla taratura in modo rigoroso.

Con tutto ciò, l'errore maggiore che si introduce nella misura resterà sempre, ed esso è quello dovuto all'incostanza dell'ondametro, principalmente per le variazioni di temperatura e di umidità, quando cioè non sia previsto un adatto controllo in termostato.

Ad evitare questo errore, si potrebbe facilmente disporre un controllo della taratura, mediante dei campioni di frequenza assolutamente costanti, quali sono i cristalli di quarzo piezoelettrico, mantenuti nelle stesse condizioni di temperatura e di circuito elettrico dal momento in cui vengono tarati.

Quando le caratteristiche di costruzione dell'ondametro sono tali da eliminare gli errori dovuti a difetti meccanici e alla incoerenza elettromagnetica, l'uso del quarzo come controllo riduce l'errore di misura a quello dovuto alla minima divisione apprezzabile della scala ed aumenta quindi la precisione ottenibile da un dato strumento.

Inoltre il controllo dell'ondametro, ogni volta che viene adoperato, evita il dubbio di errori grossolani dovuti a deformazioni delle induttanze intercambiabili. Il dubbio non è esagerato, se si pensa che anche nei tipi recenti di ondametri da laboratorio non sono state prese tutte le precauzioni per evitare detti errori.

In seguito a queste considerazioni, presso l'officina radiotelegrafica ed elettrotecnica del genio militare ogni ondametro di precisione verrà dotato di almeno due cristalli di quarzo per ogni bobina, i quali fissino due punti della curva di taratura ogni volta che lo strumento deve essere adoperato.

Per l'ondametro eterodina si è provvisto, come si è già detto, con un condensatore differenziale Sacco di piccolissima variazione,

in modo che l'estensione relativa della gamma di ogni bobina sia di 0,05.

Disponendo per ogni bobina di due quarzi piezoelettrici tarati assolutamente, e avendo il condensatore una variazione uniforme di frequenza, la curva di taratura (linea retta) sarà una riga mobile trasparente sulla quale sia incisa una linea sottile e che si farà volta per volta passare per i due punti corrispondenti ai quarzi. La frequenza da misurare, corrispondente ad una data graduazione, si potrà inoltre ottenere mediante un semplice calcolo di interpolazione lineare con grande precisione.

L'autore, terminando l'esposizione, vuole ringraziare il colonnello Sacco, direttore principale dell'officina R. T. ed E. per le idee e l'aiuto da Lui avuti.

dottor NICOLA GRIFONE

dell'Offic. r. t. ed e. del R. Esercito

UN METODO SEMPLICE PER MISURARE CAPACITÀ

A MEZZO DI VALVOLE TERMOIONICHE [1]

SOMMARIO. — *In questa nota si espone un metodo, studiato nell'Istituto di fisica della R. Università di Palermo, per misurare capacità a mezzo di un complesso a valvole termoioniche ed adoperando un contasecondi come strumento di misura.*

* * * * *

In una nota pubblicata l'anno scorso [2] si è fatto conoscere un complesso a valvole termoioniche emittente treni d'onda discontinui a frequenza musicale. Si disse, allora, che il fattore più importante che interviene nella determinazione dell'intervallo di tempo, compreso fra due emissioni, è la capacità C di accoppiamento delle due valvole.

Nella presente nota si studia la legge di dipendenza fra i valori di detta capacità ed i corrispondenti intervalli di silenzio e si mostra come se ne possa trarre partito per la misura delle capacità.

Al complesso già descritto si è apportata una lieve modificazione, derivando ai morsetti del condensatore una resistenza di parecchi megaohm; con quest'aggiunta il regime intermittente diviene regolarissimo, e gli intervalli che decorrono fra due emissioni divengono più brevi e si possono allungare ed accorciare

---

[1] Articolo pubblicato nel *Nuovo Cimento*, anno VIII, n. 3, marzo 1931, pag. 114.

[2] M. La Rosa e L. Sesta. - Un circuito a due valvole emittente treni d'onda discontinui. - *Rend. R. Acc. Lincei*, vol. XI, serie 6ª, fasc. 8°, 1° semestre 1930, pag. 731. - idem - *Atti R. Acc. Scienze-Lettere di Palermo*, vol. XV, fasc. 1°, 1930.

convenientemente. Tale circostanza potrebbe essere sfruttata per la misura di grandi resistenze, ma questa indagine sarà oggetto di ulteriore studio.

Lo schema descritto risulta quello rappresentato nella figura 1.

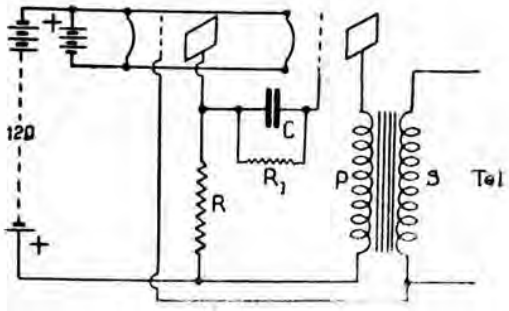


Figura 1.

Si sono adoperate: lampade Philips tipo A 410, due superpile, Pilla e Leclanché, di circa 60 volt ciascuna, per la tensione anodica, e come capacità cassette campione in mica, della Casa Siemens, di circa 1 microfarad ciascuna; mentre il trasformatore a nucleo di ferro è uno di quelli per b. f., con rapporto di 1 a 3, tenuto in olio di vasellina per migliore isolamento.

Poichè col detto complesso si possono avere diversi regimi (1), fra cui uno continuo indipendente da C, è bene accennare ai valori delle grandezze fisiche nel caso del regime discontinuo.

Partendo da: $R \simeq 180.000$ ohm, $V \simeq 120$ volt, corrente di accensione circa 110 milliampere e con capacità praticamente nulla, si ha un suono continuo purissimo, con nota molto alta; introducendo un piccolo valore di C si passa subito al regime discontinuo. Questo valore della capacità, per cui si ottiene il regime discontinuo, dipende evidentemente dai valori delle grandezze sopra menzionate e specialmente dalla corrente di accensione, di modo che, variandole opportunamente, è sempre possibile di ottenerlo.

(1) Confronta nota citata.

Stabilito tale regime e lasciate invariate tutte le altre grandezze, si è fatta variare solamente la capacità C, da 1/1000 a circa 3 microfarad, si è potuto stabilire che:

1° - riportando la C sempre allo stesso valore, gli intervalli di tempo che decorrono fra due emissioni successive si conservano perfettamente costanti, cioè il numero di emissioni contenute in una durata qualsiasi è proporzionale a questa;

2° - al variare di C, tali intervalli variano proporzionalmente.

Nella tabella seguente si riporta una serie di misure fatte, che mostrano la validità della legge sopra menzionata; nella seconda colonna sono riportati i rapporti delle capacità, lette direttamente sui campioni, e nella terza i rapporti dei corrispondenti tempi, misurati in secondi.

$C_{(\mu F)}$	C_{n-1}/C_n	t_{n-1}/t_n	α_{n-1}/α_n	$C_{(\mu F)}$	C_{n-1}/C_n	t_{n-1}/t_n	α_{n-1}/α_n
1.00 0.50	2.00	2.01	2.02	0.05 0.04	1.25	1.25	1.25
0.50 0.30	1.66	1.65	1.66	0.01 0.005	2.00	2.00	2.01
0.30 0.20	1.50	1.50	1.51	0.015 0.01	1.50	1.49	1.52
0.08 0.06	1.33	1.33	1.33	0.007 0.005	1.40	1.40	1.40
0.06 0.05	1.20	1.20	1.21	0.006 0.005	1.20	1.21	1.21

Per migliore controllo si sono confrontati i risultati ottenuti col nostro metodo con quelli forniti dal metodo del galvanometro balistico.

Per queste ultime misure si è adoperata una pila campione Weston ed un galvanometro Hartmann e Braun, di sensibilità $8{,}5 \cdot 10^{-10}$ Ampere.

Nella quarta colonna della tabella sono riportati, appunto, i risultati avuti con questo metodo; essi dimostrano come le misure eseguite sono concordanti.

Applicando sempre i due metodi, si è fatta la taratura di un condensatore a 10 elementi variabili a salti, costruito dalla casa Allocchio-Bacchini, di cui si riportano i valori:

0,0050	0,050	0,0052	0,050
0,010	0,1035	0,010	0,104
0,020	0,153	0,020	0,155
0,030	0,207	0,030	0,208
0,040	0,306	0,040	0,306

I numeri delle due colonne di sinistra rappresentano i valori in microfarad ottenuti col nostro metodo, quelli delle due colonne di destra col metodo balistico.

Il nuovo sistema, che è un metodo di confronto, consente la misura di capacità molto piccole; in tal caso, conviene associare ad una capacità nota quella piccola da misurare e determinare il nuovo intervallo di tempo; per aumentare la sensibilità del metodo è naturale prendere un cospicuo numero d'intervalli. Seguendo questo criterio, si è fatta la misura della capacità di uno di quei piccoli condensatori ad aria adoperati negli apparecchi radio, variabili - teoricamente - con legge quadratica.

Lo specchio seguente riproduce le operazioni fatte, in cui con C_r si denota il piccolo condensatore ad aria, con N il numero degli intervalli contati, con t'' il tempo corrispondente e $\Delta t''$ la variazione di esso.

$C_{(\mu F)}$	N	t''	$\Delta t''$
0,01	200	146,25	
0,01 + C_r	»	153,4	7,15
0,01	100	73,2	
0,01 + 0,001	»	80,4	7,20

La capacità C_r, come del resto si vede dallo specchio, risultò di 0,000495 microfarad; con un altro condensatore C'_r, identico al primo, si ebbero risultati concordanti; mentre accoppiando $C_r + C'_r$ alla C, la capacità totale risultò eguale alla somma di quelle precedentemente misurate. Tanto si è fatto per ulteriore controllo; ma si è voluto spingere ancora oltre la nostra indagine, cercando di fare la taratura di uno di questi piccoli condensatori con lo spostamento dell'indice, che indica la posizione delle armature, di 20 divisioni alla volta, a partire dallo zero. In verità, quando esso era sulla divisione 20, la misura diveniva incerta; ma a partire dalla divisione 40 le variazioni furono nette. E seguendo il confronto con i risultati ottenuti col metodo del galvanometro balistico, e con grande d.d.p., si ebbero valori concordanti; essi sono rappresentati dalla curva della figura 2, in cui le ascisse rappresentano le posizioni dell'indice e le ordinate le capacità in $m\mu F$.

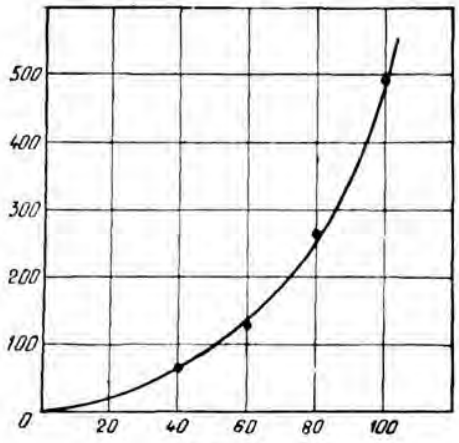


Figura 2.

Come si nota, questa curva rappresenta, con buona approssimazione, la legge quadratica secondo cui, teoricamente, dovrebbe variare la superficie delle armature e quindi la capacità. Ma, come è naturale, i risultati pratici non possono rispondere perfettamente a quelli teorici, sia per le piccole imperfezioni costruttive, sia per l'influenza dei bordi del condensatore in esame.

In conclusione, il metodo di misura adoperato si presenta molto sensibile, e alla portata di tutti, anche di un radioamatore, che può facilmente servirsene adoperando i mezzi di cui abitualmente dispone. Basta infatti possedere un altoparlante, od una cuffia, una batteria anodica, due valvole, delle resistenze, un trasformatore a b. f., e come apparecchio di misura un semplice contasecondi, o in mancanza di questo, un buon orologio, per poter fare una conveniente misura. Viene così ad eliminarsi un delicato e costoso strumento, quale è il galvanometro, che con altri metodi bisogna impiegare; si lavora con maggior tranquillità perchè, nel caso di un cattivo isolamento, col nostro metodo si arrestano le oscillazioni, mentre con gli altri si corre il rischio di commettere - senza particolare avvedutezza - grossolani errori. Anche dal punto di vista industriale esso presenta considerevoli vantaggi, se non altro per la rapidità con cui si possono eseguire le misure.

Semplici considerazioni teoriche ci permettono di pervenire ad una formola che giustifica il nostro metodo.

Si è visto che alla chiusura dei tasti il potenziale della seconda griglia blocca la corrente di placca (1), per cui le oscillazioni non possono innescarsi; intanto il condensatore C raccoglie sulle sue armature una certa carica, fornita dalla corrente di placca della prima valvola, e la differenza di potenziale va crescendo fino ad certo valore critico – indipendente da C, come anche ha dimostrato l'esperienza – raggiunto il quale avviene bruscamente la scarica attraverso la seconda lampada e quindi l'innesco delle oscillazioni; allora il potenziale della seconda griglia riprende il primitivo valore di blocco, ed il fenomeno si ripete.

Consideriamo il tratto di circuito contenente la capacità C e la resistenza derivata R_1. Sia J la corrente di placca della prima valvola, i_1 la parte di essa che attraversa la R_1, i_2 quella che va al condensatore, v la d. d. p. fra le armature all'istante generico t.

Si ha:

$$J = i_1 + i_2 \quad , \quad i_1 = \frac{v}{R_1} \quad , \quad i_2 = C\frac{dv}{dt} \qquad (1)$$

(1) Vedi nota citata.

da cui $$J = \frac{v}{R_1} + C\frac{dv}{dt} \quad , \qquad (2)$$

e quindi $$dt = CR_1 \frac{dv}{R_1 J - v} \quad . \qquad (3)$$

Integrando la (3), rispettivamente, fra i limiti 0, T e v_i, v_f, si ha:

$$T = CR_1 \log \frac{R_1 J - v_i}{R_1 J - v_f} \qquad (4)$$

Questa relazione dimostra la proporzionalità fra C e l'intervallo di silenzio T.

dr. LUCIANO SESTA

dell'Istituto Fisico della R. Università di Palermo

NOTA. — Il prof. Sellerio ha studiato un fenomeno discontinuo, formalmente analogo a quello da noi trovato, servendosi di lampadine a luminescenza. Questi studi sono riportati nella nota: Lampadine a luminescenza, *Rivista Archimede*, organo della S. U. S. M. di Palermo, luglio 1923.

IL VOLTMETRO A VALVOLA [1]

SOMMARIO. — *Nella presente comunicazione è trattato l'impiego del triodo quale apparecchio di misura nei circuiti a frequenze elevate e per correnti deboli. Sono descritti vari tipi di voltmetri a valvola e precisamente: quello a diodo, a polarizzazione di griglia, e fuga di griglia e quello con riporto a zero della corrente anodica. Sono dati gli elementi per il calcolo delle parti componenti i circuiti, ed alcune considerazioni sul pratico impiego degli strumenti.*

La valvola termoionica, ancora oggi in pieno stadio di perfezionamento, non solo ha contribuito direttamente al miglioramento degli apparati sia trasmettitori sia ricevitori, e ciò per l'impiego di valvole di tipo sempre più recente, ma ha notevolmente contribuito (anche perchè, quale strumento di misura, ha permesso uno studio accurato dei numerosi e vari elementi che compongono gli apparati stessi, come ad esempio i trasformatori ad alta e bassa frequenza, i chokers, i condensatori ecc.) alla conoscenza dell'amplificazione dei vari stadi degli amplificatori, dell'efficienza dei detectors, delle percentuali di modulazione nei trasmettitori ecc.

Il voltmetro a valvola costituisce, infatti, un voltmetro che si avvicina all'ideale, ed il suo impiego, non solo nel campo radiotecnico, ma anche in altri rami dell'elettrotecnica, va sempre più sviluppandosi.

Esso, infatti, può essere inserito anche in quelle parti dei circuiti laddove i soliti strumenti industriali non permetterebbero di fare delle misure attendibili; ciò si verifica specialmente per quanto riguarda le frequenze, poichè se i normali strumenti possono essere impiegati per frequenze fino a 100 periodi o poco più, gli errori che essi introducono, quando siano impiegati in frequenze più elevate, sono assai rilevanti; quando poi si tratti di frequenze radio, tali

(1) Memoria presentata al II° Congresso nazionale ingegneri italiani. — Maggio 1931.

strumenti sono assolutamente inservibili. Di più, nella tecnica delle correnti deboli, come la radio e la telefonia, le quantità di energie in giuoco sono talmente piccole che non sarebbero sufficienti a far muovere anche uno dei migliori strumenti normali; e quando anche ciò fosse possibile, è ben noto che, ad esempio, un voltmetro, che sia posto sempre in derivazione, consuma una data corrente, e questa è grande rispetto alla corrente circolante nel circuito, si comprende come gli errori derivanti siano rilevantissimi.



Fig. 4

Il voltmetro a valvola, invece, se bene adoperato, non consuma corrente, e si può dire che nel circuito si comporta come un voltmetro elottrostatico. Ciò per le misure a corrente continua o a frequenze industriali. Per frequenze elevate, l'organo motore di un voltmetro elettrostatico, che non è altro che un condensatore, si comporterebbe come tale e darebbe ancora luogo ad errori notevoli.

Ideale, dunque, sarebbe quello strumento che non consumasse energia, o in altre parole, che funzionasse lasciando le condizioni del circuito come se non ci fosse. Come si è già detto, il

voltmetro a valvola si avvicina molto a tale ideale; malgrado i pregi che esso possiede e le infinite possibili applicazioni, è però poco conosciuto, e quand'anche viene impiegato, è generalmente costituito da un insieme di parti talvolta inadatte e messe senza il preciso scopo di ottenere il miglior risultato possibile, e senza un calcolo base dei limiti in cui può essere relativamente utile.



Fot. B

Per ogni tipo di valvola e per ogni gamma di sensibilità esistono delle condizioni ottime di impiego, e ciò non è generalmente tenuto presente; inoltre è possibile determinare le costanti del circuito in modo da soddisfare alle suddette condizioni, senza dover sperimentare per trovarle.

Possiamo dire anzitutto che, benchè basati su un unico principio di funzionamento, e cioè sulla proprietà rettificatrice delle valvole termoioniche, esistono diversi tipi di voltmetri a valvola, e che ogni tipo ha determinate proprietà che meglio si adattano alle condizioni di impiego.

Un primo tipo di voltmetro a valvola può esser rappresentato da un comune diodo rettificatore (ad esempio, un triodo con la

placca e la griglia in parallelo), nel cui circuito anodico è posto un milliamperometro. Quando all'entrata del circuito (fig. 1) è applicata una f. e. m. alternata, l'effetto rettificatore del diodo dà luogo

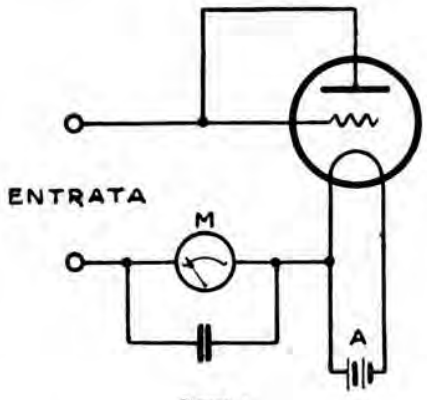


Figura 1.

ad una corrente media nel circuito anodico stesso, che sarà misurata dallo strumento *M*. La deviazione di *M* dipende dalla f. e. m. applicata e quindi si potrà tarare l'apparecchio con f. e. m. note.

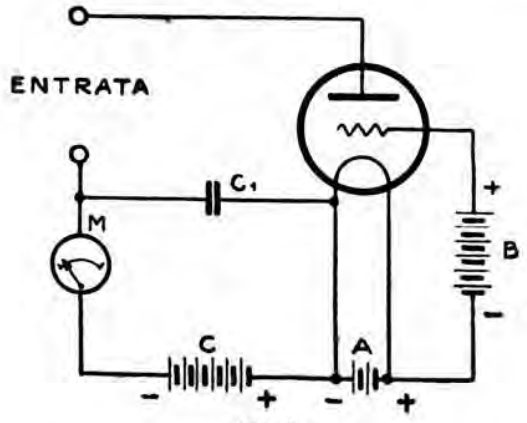


Figura 2.

Il sistema può esser reso più sensibile dando alla griglia un potenziale positivo; in tal modo la griglia stessa agisce nel senso di annullare la carica spaziale intorno al filamento, ma si

ha l'inconveniente di consumare corrente; infatti, quella circolante nel diodo è sottratta alla sorgente di f. e. m. posta all'entrata. Per ovviare a tale inconveniente si può introdurre nel circuito una batteria *C* capace di fornire un potenziale sufficiente ad annullare la corrente nel circuito (fig. 2). In tal caso la f. e. m. massima (peak) è uguale a quella della batteria *B*.

Un altro circuito è quello che utilizza il triodo quale rettificatore quando il circuito di griglia sia del tipo a « fuga di griglia », con condensatore e resistenza (fig. 3). Quando tra il condensatore di griglia ed il filamento sia applicata una f. e. m. alternata, è noto

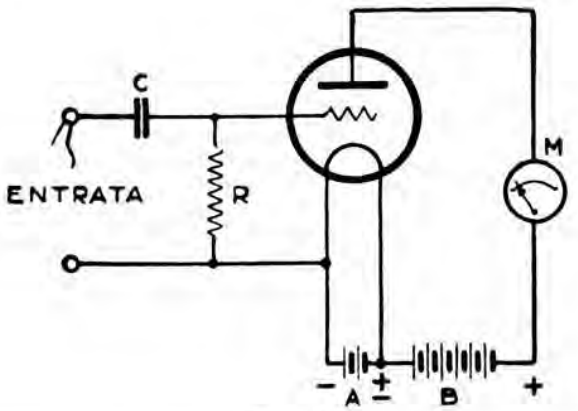


Figura 3.

che nel circuito di placca si ottiene una variazione della corrente anodica, e ciò per il noto effetto detector. In tal caso il voltmetro può anche essere calibrato; però, per il fatto che nel circuito di griglia si ha una corrente permanente dovuta al modo di funzionare del triodo con tale sistema, anche tale circuito costituisce un carico sul circuito da misurare.

Questo tipo di voltmetro è talvolta assai utile quando si vogliano fare dei confronti senza voler determinare i valori assoluti delle misure.

L'effetto rettificatore di un triodo, montato come ora si è detto, è assai più rilevante che nel caso in cui si utilizzi il circuito con polarizzazione di griglia: in altre parole il rettificatore è più sensibile. Malgrado l'inconveniente sopra accennato, esso può essere

utilissimo nel caso di misure di confronto a frequenze radio, o quando si vogliano rilevare fughe ad alta frequenza, ad esempio nei trasmettitori, e l'efficacia dei circuiti filtro.

Per il fatto che nel circuito di griglia esiste un condensatore, tale circuito non può esser usato che nella misura di correnti alternate, e poichè la reattanza del condensatore varia con la frequenza, si comprende come la taratura non possa valere che entro limiti ben definiti delle frequenze e determinati dalla capacità del condensatore stesso.

Per il fatto che la rettificazione col sistema a fuga di griglia determina una diminuzione della corrente anodica, e che tale diminuzione è tanto maggiore quanto maggiore è la f. e. m. alternata applicata al circuito di griglia, è conveniente talvolta invertire la

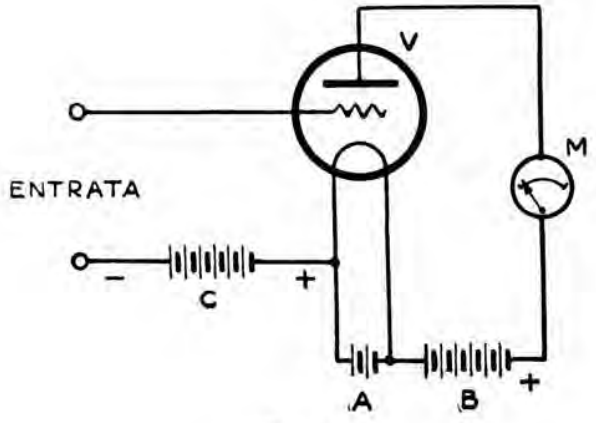


Figura 4.

polarità dal milliamperometro del circuito anodico e porre una « controbatteria » in modo da riportare allo zero l'indice dello strumento (vedi circuito anodico della figura 10). Una diminuzione della corrente anodica darà allora una lettura in aumento al milliamperometro. Quando si vogliano fare delle letture accurate, è conveniente usare uno strumento assai sensibile ed introdurre nel circuito della controbatteria una resistenza variabile adeguata per riportare a zero lo strumento senza variare la tensione. Ciò serve anche a far sì che lo strumento sia indipendente dalla resistenza degli ele-

menti che sono con esso in parallelo. Poichè il milliamperometro deve essere molto sensibile, è pure conveniente shuntare lo strumento durante le prove preliminari.

La f. e. m. misurabile con tale strumento può esser di 0.05 volt sino a 0.25 volt.

È conveniente che il tipo di triodo usato possegga un elevato fattore di amplificazione e che il vuoto sia perfetto, cioè non possa esservi rettificazione per ionizzazione dovuta a gas esistenti nella valvola.

Un altro tipo di voltmetro è quello utilizzante il solito triodo con la griglia polarizzata negativamente in modo da impedire il prodursi della corrente di griglia (fig. 4). È questo il tipo di volt-

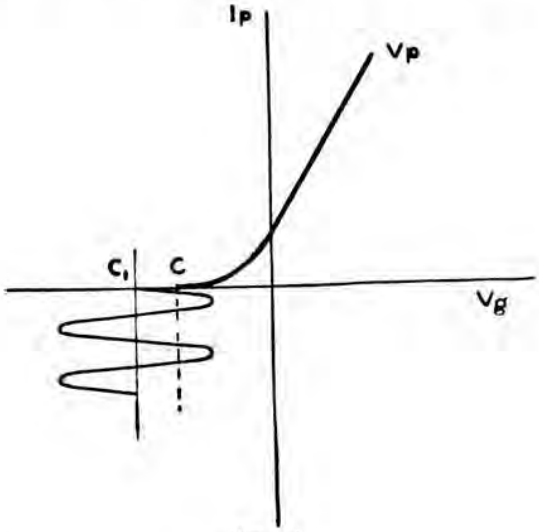


Figura 5.

metro a valvola più impiegato e che può esser usato per qualunque frequenza, perchè in esso non vi sono elementi (all'infuori della capacità d'entrata dovuta alla capacità griglia-filamento e griglia -placca, generalmente trascurabili), che presentino una reattanza. Inoltre, poichè il potenziale di griglia è mantenuto sempre negativo, il voltmetro non produce alcun carico.

Consideriamo il circuito della figura 4; *V* è un triodo il cui filamento è preferibile sia di tungsteno, e non toriato od ossidato,

il che giova alla durata della taratura, poichè l'emissione per i tipi toriati od ossidati diminuisce più rapidamente che in quelli con filamento di tungsteno.

M è lo strumento posto nel circuito anodico, e per i triodi normali può avere una lettura a fondo scala di 1 milliampere circa. La batteria *C* di griglia serve, come si è detto, a polarizzare negativamente la griglia; a questo proposito è necessario notare subito che il valore della f. e. m. di tale batteria non può esser scelto a caso, come viene talvolta fatto in pratica. Vediamo infatti le caratteristiche corrente di placca-tensione di griglia di un triodo (fig. 5): se la batteria *C* fornisce un valore base C_1 superiore al valore per cui la corrente anodica si annulla, è evidente che non solo la semionda negativa della corrente applicata alla griglia viene

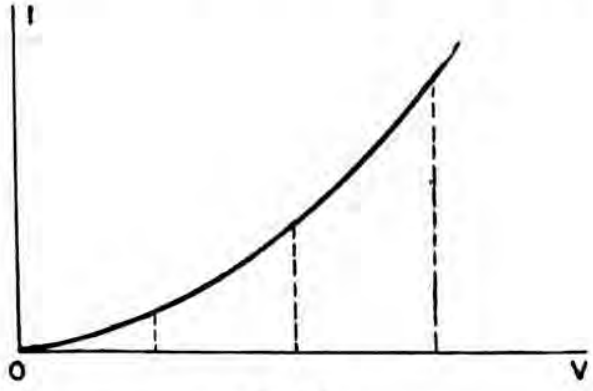


Figura 6.

annullata, ma è pure annullata anche parte della semionda positiva. In tal caso la rettificazione avviene egualmente, ma i valori trovati sarebbero ben diversi da quelli reali.

È dunque necessario che la f. e. m. base applicata alla griglia sia leggermente inferiore al valore limite accennato e che si può dedurre, per un dato tipo di valvola e per una data tensione di placca, dalle curve caratteristiche del triodo.

Il valore massimo della tensione applicabile alla griglia e che determina il limite di sensibilità del voltmetro è quello per cui la griglia non può assumere valori positivi, cioè il valore della f. e. m. della batteria di polarizzazione.

Se in un sistema di assi cartesiani (fig. 6) si portano sulle ascisse i valori della f. e. m. applicata alla griglia per la taratura, e sulle ordinate si portano i corrispondenti valori della corrente anodica, si ottiene una curva che è valevole anche per limiti assai rilevanti delle frequenze delle correnti applicate. Allo scopo di ben comprendere il funzionamento del voltmetro, consideriamo la relazione esistente fra la corrente anodica I di un triodo ed i valori della tensione di placca e di griglia applicate. Se μ è il fattore di amplificazione del triodo, è noto che:

$$I_p = f\left(\frac{E_p}{\mu} + E_g\right)$$

dove E_p è la tensione di placca, E_g quella di griglia. A noi interessa veramente non il valore I_p ma quello i_p, quando una tensione e sia applicata, oltre alla E_g, alla griglia.

Chiamando con E il termine fra parentesi, avremo:

$$I_p = f(E)$$

per cui, se viene applicata la f. e. m. e, si avrà:

$$(I_p + i_p) = f(E + e)$$

Tale funzione può svilupparsi per il teorema di Taylor nella:

$$I_p + i_p = f(E) + e\,f'(E) + \frac{e^2}{2!} f''(E) + \frac{e^3}{3!} f'''(E) + \cdots + \frac{e^n}{n!} f^n(E)$$

Le derivate sono:

$$f'(E) = \frac{d\,I_p}{d\,E}\ ;\ f''(E) = \frac{d^2\,I_p}{d\,E^2}\ \text{ecc.};$$

perciò sostituendole nella precedente avremo:

$$i_p = e\,\frac{d\,I_p}{d\,E} + \frac{e^2}{2}\,\frac{d^2\,I_p}{d\,E^2} + \frac{e^3}{6}\,\frac{d^3\,I_p}{d\,E^3} + \cdots$$

Quando venga applicata alla griglia la f. e. m. e sinusoidale, essa è data da

$$e = E_m \operatorname{sen} \omega\, t,$$

dove E_m è il valore massimo della f. e. m. – o, come viene chiamato dagli Americani, il « peak-voltage » – ; $\frac{\omega}{2\pi}$ è la frequenza.

Per le condizioni normali di funzionamento, i valori delle derivate superiori alla seconda possono essere trascurati, cosicchè avremo:

$$i_p = E_m \operatorname{sen} \omega t \frac{d I_p}{d E} + \frac{E_m^2 \operatorname{sen}^2 \omega t}{2} \frac{d^2 I_p}{d E^2}$$

Il valore medio di i_p è dato dall'integrale della precedente espressione per un periodo completo diviso per il tempo

$$i_p \text{ medio} = \frac{E_m}{2\pi} \frac{d I_p}{d E} \int_0^{2\pi} \operatorname{sen} \omega t \, d(\omega t) +$$

$$+ \frac{E_m^2}{4\pi} \frac{d^2 I_p}{d E^2} \int_0^{2\pi} \operatorname{sen}^2 \omega t \, d(\omega t)$$

facendo l'integrazione e sostituendo i limiti si ha:

$$i_p \text{ medio} = \frac{E_m^2}{4} \frac{d^2 I_p}{d E^2}$$

Cioè, per un dato punto per cui $\frac{d^2 I}{d E^2}$ è costante, facendo l'integrazione e sostituendo i limiti si ha che la corrente media è proporzionale al quadrato della tensione massima applicata alla griglia. Tale risultato è valevole solo quando la e sia sinusoidale; se ciò non fosse, si potrebbe ritenere che la f. e. m. sia la somma di due o più f. e. m. sinusoidali fondamentali ed armoniche, e allora il valore medio della i_p corrisponderebbe a valori ben diversi da quelli ottenuti quando la e sia sinusoidale (come nel caso della taratura). Tali errori possono essere notevolissimi e raggiungere il 50 % del valore reale.

Consideriamo ora il caso della figura 7, in cui nel circuito di placca è posta la resistenza R. È così permesso di aumentare i limiti di utilizzazione del voltmetro; infatti, quando R è percorsa da una corrente I, si ha una caduta di potenziale $R I$, epperciò il potenziale effettivo applicato alla placca viene ad essere diminuito

di RI; in tal caso anche la corrente I diminuisce evidentemente, cosicchè il medesimo strumento precedentemente usato può essere utilizzato per portate maggiori; ciò beninteso quando le condizioni del circuito di griglia rimangano invariate. Vediamo di calcolare le condizioni ottime di funzionamento per un dato triodo e per dati valori della f. e. m. da misurare. È noto che il valore massimo di

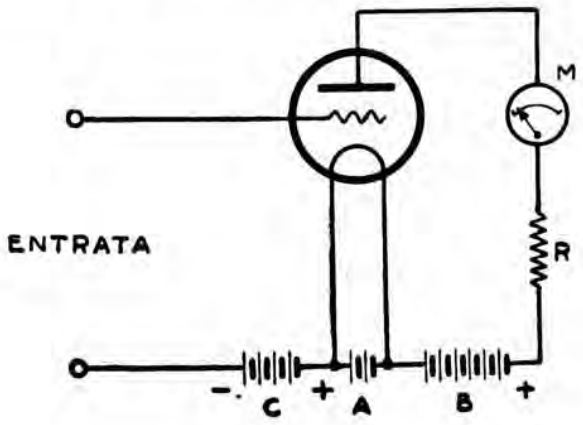


Figura 7.

una tensione sinusoidale è $V_{max} = 1{,}41 \times$ valore efficace. Prendendo il valore 1,5 si può tener conto anche del fattore di forma di correnti non perfettamente sinusoidali. Avremo:

$$E_g \text{ max} = 1{,}5\, E_g$$

E_g max è allora il valore della f. e. m. delle batterie di polarizzazione, come si è detto, ed E_g è il massimo valore efficace della tensione da misurare. Chiamando con R_p la resistenza interna del triodo avente un coefficiente di amplificazione μ, è noto che la corrente di placca I_p è data da:

$$I_p = \frac{\mu\, E}{R_p + R}$$

Se I_m è la massima corrente che lo strumento M può misurare e se I_o è la corrente corrispondente al potenziale base di griglia, avremo:

$$I_p = I_m - I_o$$

Essendo:

$$(R_p + R)\, I_p = \mu\, E$$

si ricava la resistenza anodica:

$$R = \frac{\mu\, E - R_p\, I_p}{I_p}$$

Allora la tensione anodica è:

$$E_p = \mu\, E_{gm}$$

ESEMPIO. — Sia un triodo Philips *C 503* e si vogliano misurare delle tensioni di 5 V max. Avremo:

$$E_{gm} = 1{,}5 \times 5 = 7{,}5 \text{ V}$$

Per il detto triodo e per uno strumento posto nel circuito anodico, avente una scala massima di 1 milliampere, sapendo che $\mu = 9$:

$$I_p = 0{,}001 - 0{,}0001 = 0{,}00099$$

$$R_p = 12000$$

$$R = \frac{9{,}5 - 12.000 \cdot 0{,}00099}{0{,}00099}$$

$$= 33.500\ \Omega \text{ circa}$$

$$E = 9 \times 7{,}5 = 67{,}5.$$

Per altri valori delle tensioni da misurare, si troverebbero altri valori della resistenza e della tensione di placca. Si comprende come, per i diversi elementi che si hanno a disposizione, si possano calcolare facilmente le condizioni ottime di funzionamento per le varie tensioni da misurare.

Per tensioni rilevanti è necessario far la misura con triodi capaci di sopportare tali tensioni, e che abbiano caratteristiche per cui non si raggiungano mai valori positivi alla griglia.

Una speciale disposizione del voltmetro a valvola è quella della General Radio C. americana (fig. 8). In questo caso il triodo è posto su un lato del ponte di Wheastone, che ha un errore del 2 % a 20 chilocicli e del 3 % a 300 chilocicli. La scala di lettura è di 0 a 3 volt.

Nei circuiti sopra indicati è necessario porre dei condensatori «by-pass» sullo strumento anodico verso il filamento e sulle batterie

di griglia e ciò per eliminare l'effetto induttivo dovuto allo strumento e precisamente alla bobina mobile, effetto che per le frequenze elevate può essere capacitivo e portare ad errori sino del 20 %. È importante notare che non conviene una taratura con corrente continua, poichè differirebbe da quella a corrente alternata, per il fatto che il valore indicato da un comune strumento a corrente alternata è il valore efficace, mentre lo strumento del circuito di placca dà il valore medio della corrente anodica, e cioè l'integrazione delle semionde efficaci. Per la corrente continua non vi è

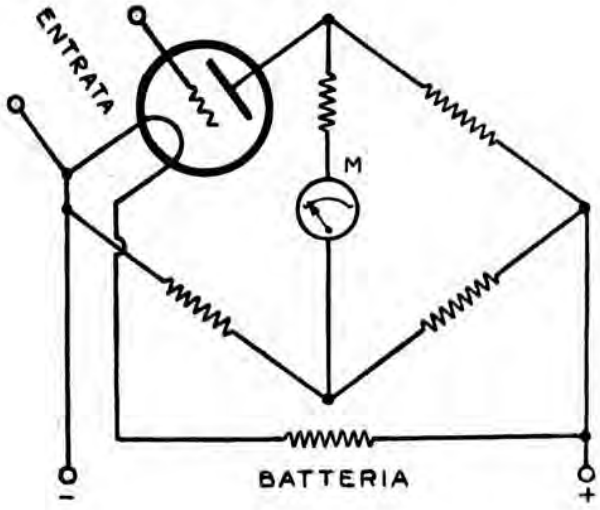


Figura 8.

rettificazione, cosicchè il valore indicato dallo strumento anodico corrispondente al valore medio della tensione continua della griglia, epperciò la differenza della taratura sta nel rapporto fra il valore efficace ed il valore medio, il quale rapporto è il valore chiamato fattore di forma dell'onda.

Una seconda causa che può portare ad una lettura differente da quella vera è, la rettificazione mai perfetta che per le correnti alternate, cosicchè si ha sempre una traccia dell'onda negativa la quale tende ad annullare quella utile positiva. La corrente continua, essendo permanente, non produce tali effetti.

Un altro voltmetro a valvola è quello rappresentato dalla figura 9 e chiamato dagli Americani « slide-back », perchè lo strumento posto nel circuito di placca viene riportato al valore iniziale che aveva prima dell'applicazione della f. e. m. alla griglia del triodo. Mantenute le condizioni d'impiego, per quel che riguarda la tensione di polarizzazione di griglia ecc. come precedentemente, applichiamo la f. e. m. da misurare. È noto che lo strumento di placca darà una deviazione. Per mezzo del potenziometro *P* possiamo aumentare la tensione negativa di griglia in modo da riportare al valore primitivo lo strumento anodico.

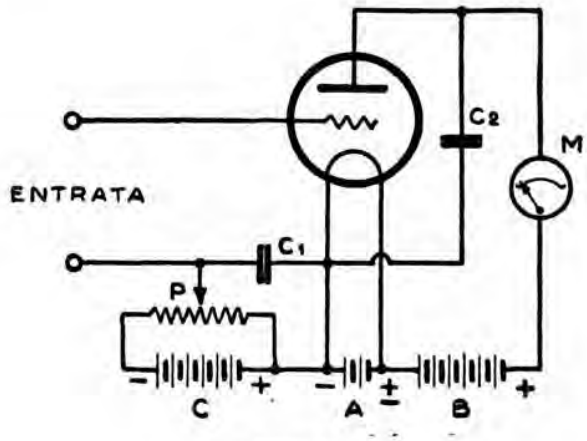


Figura 9.

Il valore della variazione del potenziale di griglia richiesto per ottenere tale effetto è il valore massimo della f. e. m. alternata applicata alla griglia. Tale strumento, come è facile vedere, non richiede alcuna taratura, poichè il valore della tensione è fornito dalla lettura di un voltmetro posto sul potenziometro di griglia ed è assai pratico, ma è necessario fare attenzione che la corrente anodica sia portata il più possibile a zero, sia prima della misura sia durante la misura stessa. Una modifica che permette di determinare esattamente tale condizione è quella della figura 10. Nel circuito anodico è posta sullo strumento una controbatteria con una resistenza, come già abbiamo visto in un primo tipo di

voltmetro. Con il circuito anodico interrotto si regola la resistenza R, in modo da avere una determinata deviazione dello strumento; si chiuda ora il circuito anodico e si avrà una deviazione dello stru-

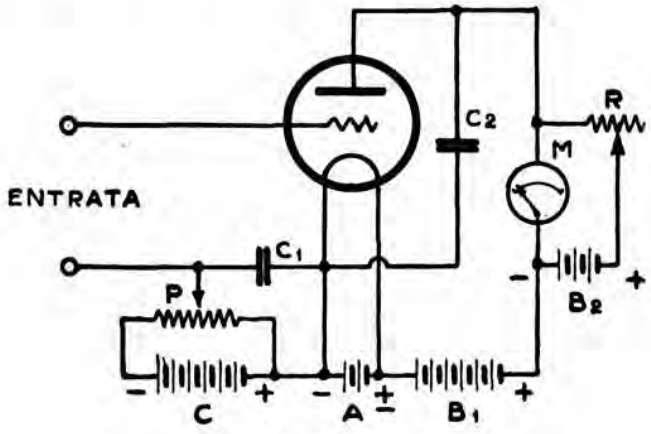


Figura 10.

mento. Se si regola la tensione di griglia in modo che esso dia l'indicazione di prima, è chiaro che si è raggiunto il punto in

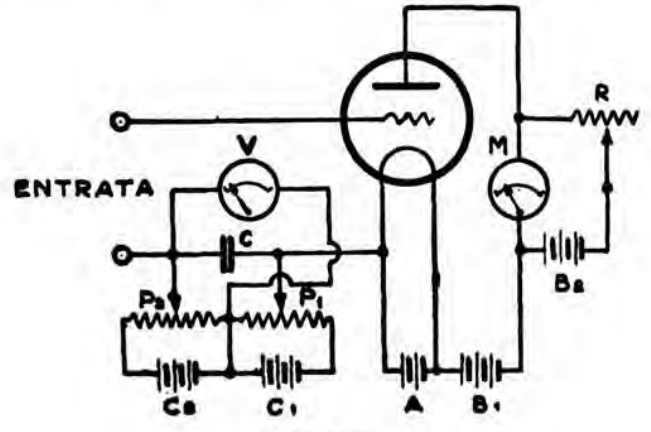


Figura 11.

cui la corrente anodica è nulla, come si desiderava. La misura viene poi eseguita come nel caso precedente, riportando sempre la lettura dello strumento a quella ottenuta nel modo anzidetto.

Il circuito completo di un tale tipo di voltmetro a valvola è quello della figura 11; in esso si hanno due potenziometri P_1 e P_2. Il primo permette di ottenere il valore negativo base ed il secondo la variazione di tale potenziale (letta allo strumento V) e tale da riportare al valore iniziale la lettura dello strumento anodico M.

dott. ing. EUGENIO GNESUTTA

direttore del laboratorio radio
della Società Allocchio - Bacchini & C.

L'alta atmosfera e l'evoluzione delle applicazioni della radiotecnica [1]

L'evoluzione dell'impiego dei diversi procedimenti che permettono di trasmettere a distanza il pensiero o la parola umana con oscillazioni emesse attraverso allo spazio e, in particolare, lo sviluppo delle applicazioni della radiotecnica, sono legate ai fenomeni della propagazione delle oscillazioni per mezzo di onde; la conoscenza delle cause che hanno influenza su questa propagazione mediante il mezzo in cui si effettua, cioè l'atmosfera, è quindi di grande importanza.

Lo studio dell'atmosfera presenta, d'altronde, di per sè stessa un interesse considerevole, in quanto gli avvenimenti di cui essa è la sede agiscono continuamente sulla nostra vita quotidiana; inoltre l'incremento continuo della navigazione aerea aumenta tale interesse.

La meteorologia ha per scopo una parte di questo studio, cioè la dinamica dell'atmosfera e l'osservazione dei fenomeni che agiscono sul vento, sulle nubi, sulla pioggia ecc., così da poter giungere a prognostici sul tempo. I geofisici e gli astrofisici si sono collegati ai meteorologhi per cercare di penetrare le cause di questi fenomeni; i radiotecnici hanno, pure, apportato il loro concorso, cosicchè, grazie agli sforzi di tutti, i misteri dell'atmosfera sembrano lasciarsi penetrare a poco a poco.

Creati i metodi di lavoro, oggi molteplici studi ed osservazioni sono in corso, ma per raggiungere la meta occorreranno ancora molti e molti anni. Non si richiesero quaranta anni di osservazione all'astronomo tedesco Schwabe per scoprire il periodo undecennale della attività delle macchie solari? La ricerca della verità, che

---

(1) Comunicazione pubblicata nei *Procès-verbaux des Séances de la Société des Ingénieurs civils de France*, dicembre 1930.

costituisce lo scopo della scienza, richiede sempre una illimitata pazienza ed uno sforzo instancabile.

Noi esamineremo ora rapidamente qualcuno dei fenomeni dell'atmosfera, indicando sommariamente lo stato delle nostre conoscenze intorno ad essi.

L'atmosfera, quantunque abbia una massa che è circa un milionesimo di quella della terra, ha una funzione capitale nella evoluzione della umanità, chè la vita sarebbe impossibile senza di essa. Interposta fra la terra e gli spazi interastrali, dove regnano il freddo e la morte, essa protegge, inoltre, gli esseri viventi contro pericoli di cui si comincia ora ad avere cognizione.

L'atmosfera agisce sulla terra, ma ne subisce pure l'influenza mediante i movimenti sismici, le maree e forse pure il movimento respiratorio della terra, che causa due volte il giorno una variazione di livello di 15 a 20 cm.

Tra l'atmosfera ed il suolo si produce, inoltre, uno scambio incessante di calorie. La terra è sottoposta, come è noto, a una dispersione continua di calore della sua superficie, che si può valutare a una caloria per minuto e per metro quadrato, e si ammette che la perdita sia compensata per la incessante disintegrazione del radio contenuto nella maggior parte delle rocce. È occorso pure supporre che tale disintegrazione non si effettui che su una grossezza di 25 km, date la temperatura e la pressione esistenti a tale profondità, altrimenti la temperatura del suolo aumenterebbe continuamente per lo sviluppo di calore dovuto alla trasformazione del radio, e la terra diventerebbe perfino incandescente, con un probabile cambiamento di stato, dopo forse 100 milioni d'anni; l'irradiamento calorifico allora aumenterebbe e provocherebbe un abbassamento progressivo di temperatura; questa ritornerebbe debolissima, e così di seguito.

L'esame delle stelle, le quali hanno splendore e temperatura assai diverse le une dalle altre, dà un appoggio a questa ipotesi, perchè si può ammettere che le stelle passino tutte per stadi diversi dell'evoluzione del loro splendore e della loro temperatura sotto l'effetto della disintegrazione delle sostanze contenenti radio.

La presenza del radio e del torio nella maggior parte delle

rocce ha pure l'effetto di diffondere nell'atmosfera emanazioni radioattive; i gas e le acque sotterranee arrivando alla superficie contribuiscono particolarmente al fenomeno. Le radiazioni emesse da queste emanazioni dissociano un certo numero di molecole dell'aria atmosferica in particelle elettrizzate positive e negative, le quali attirano le molecole non elettrizzate e i pulviscoli di origine organica o minerale che galleggiano nell'aria. Questi agglomerati attorno ad una particella elettrizzata vengono chiamati « ioni »; di essi ve ne sono di importanti - i grandi ioni - ed altri assai minori - i piccoli ioni -, molte migliaia di volte più mobili dei grandi ioni. L'insieme di queste polveri, grandi ioni, piccoli ioni ecc. formano il limo atmosferico. Ioni, polveri, vapori, condensano il vapor d'acqua formando le goccioline d'acqua che costituiscono la nebbia.

Gli ioni sono numerosissimi ovunque; a Parigi, per esempio, ove si ha un'atmosfera molto polverosa, nel quartiere della Sorbonne, ogni centimetro cubo contiene 33.000 grandi ioni e solo 200 piccoli ioni; sul mare, invece, l'ionizzazione è molto più debole.

Si segnala ancora che le fiamme, i vulcani, le cadute d'acqua ecc. sono pure cause di ionizzazione dell'aria situata in prossimità del suolo.

L'alta atmosfera è pure soggetta a importanti cause di ionizzazione dovute alla irradazione solare, fenomeno assai complesso; di esso abbiamo cognizione per mezzo dello spettro solare nel quale si trovano i raggi ultravioletti, che sono fortemente ionizzanti.

Il sole emette, inoltre, una irradiazione corpuscolare, detta anche irradiazione catodica e formata di elettroni cioè di particelle elementari di elettricità negativa. Si ammette che questi corpuscoli provengano dalle macchie solari - e dalle facelle assai brillanti ad esse vicine - e sono cacciati via dalla pressione di irradiazione più forte dell'attrazione solare, date le piccolissime dimensioni di essi.

Tali macchie sono concentrate in una zona di 18° a 30° attorno all'equatore solare e girano col sole; il loro periodo di attività è di circa 11 anni e dànno un'irradiazione corpuscolare tanto più intensa quanto più esse sono numerose.

Le traiettorie di queste particelle elettrizzate, che vengono proiettate in tutte le direzioni sono deviate dal campo magnetico terrestre e raggiungono la terra su tutta la sua superficie ma con una grandissima intensità in prossimità del circolo polare dal lato opposto del sole. Questi fasci di elettroni, quando sono molto intensi, producono al loro arrivo nell'atmosfera il fenomeno conosciuto sotto il nome di aurora boreale o polare che costituisce uno dei più belli spettacoli offerti dalla natura. Stoermer, misurando l'altezza delle aurore polari, ha trovato valori che vanno da 40 a 500 km. La loro produzione porta a perturbazioni spesso importanti del magnetismo terrestre e aumenta l'intensità delle correnti telluriche.

Un'altra causa di ionizzazione dell'atmosfera va attribuita a quella irradiazione misteriosa, che venne chiamata « ultrapenetrante »; la sua esistenza è stata riconosciuta mediante la constatazione che un elettrometro, racchiuso in un recipiente di piombo di grossezza tale da non poter essere attraversato da nessun raggio conosciuto, si scaricava a poco a poco, anche se veniva immerso in un lago, ad una profondità di 20 m. di acqua, il che corrisponde ad una grossezza di m 1,80 di piombo (i raggi gamma, che hanno la lunghezza d'onda più corta tra tutti quelli conosciuti, sono arrestati da 3 cm di piombo); i raggi penetranti hanno quindi una lunghezza d'onda circa 100 volte minore dei raggi gamma.

È stato pure osservato che questa irradiazione sconosciuta è tanto più intensa quanto maggiore è l'elevazione dal suolo, per es. su uno sferico, e che esiste sia di notte sia di giorno; essa è quindi probabilmente di origine cosmica e non solare. Non deduciamone, però, ancora che gli astrologhi erano già nel vero quando affermavano che gli astri emettono raggi speciali agenti sugli esseri umani, quantunque ormai siamo stati obbligati a far onorevole ammenda verso gli alchimisti che credevano alla unità della materia e cercavano di ricavare l'oro dal piombo, tentativo raggiunto con successo alcuni anni or sono da Nagaoka, sebbene con risultati infinitesimi.

Due ipotesi possono esser fatte sull'origine di questi raggi ultrapenetranti:

a) che essi vengano dall'alta atmosfera, dove sono prodotti dagli urti dei raggi catodici sulle molecole;

b) che essi siano originati nel lontano mondo degli astri da fenomeni sconosciuti, forse dalla trasformazione delle nebulose.

Millikan dedusse dai suoi calcoli che la trasmutazione dell'idrogeno in elio sarebbe accompagnata da radiazioni aventi la lunghezza d'onda dei raggi ultrapenetranti; d'altronde, in Svizzera si è osservato che l'intensità di questi, raccolti in fondo ad un crepaccio, aumenta del 10 % quando la nebulosa d'Andromeda passa sopra di esso.

L'ionizzazione dell'aria, di cui abbiamo indicato le cause, ha certamente una funzione considerevole nei fenomeni che trovano sede nell'atmosfera, come nelle variazioni del magnetismo e del campo elettrico terrestre, sebbene sia ancora impossibile precisarne l'azione; la temperatura e la composizione dell'aria sono pure agenti importanti dei fenomeni atmosferici. È quindi necessario osservare e studiare continuamente tali differenti elementi, la loro azione reciproca e l'influenza sui movimenti e sui fenomeni dell'atmosfera.

Negli strati inferiori, lo studio è relativamente facile, sebbene richieda esperimenti lunghi e costosi, perchè è possibile trasportare strumenti di misura e apparecchi varii sulle alte montagne, sulle aeronavi e perfino di sistemarli su palloni sonda senza equipaggio; con tale mezzo l'altezza massima raggiunta è di circa 25 km. Fu, così, dato di osservare direttamente che l'ionizzazione della bassa atmosfera è assai variabile e che gli ioni sono generalmente in maggioranza positivi. Le misure della temperatura hanno permesso di constatare che questa diminuisce di circa un grado ogni 200 metri di altezza, fino ad una quota di 10 km al di là della quale si manteneva eguale a — 50° C. La composizione dell'aria venne trovata sensibilmente costante fino alla più alta quota esplorata.

L'insieme di tutte queste osservazioni non ha ancora permesso di ottenere indicazioni precise sulle leggi che reggono i movimenti e le perturbazioni dell'atmosfera; per raggiungere tale scopo occorre conoscere ciò che avviene al di sopra dei 25 km.

Nell'attesa che l'astronautica permetta di lanciare razzi, che portino strumenti fino alle più elevate quote con la possibilità di recuperarli, i fisici devono accontentarsi di impiegare i procedimenti indiretti di sondaggio che sono a loro disposizione, e cioè

l'analisi spettrale delle radiazioni che provengono dagli astri, le stelle filanti, le proiezioni solari catodiche, la propagazione del suono e delle onde hertziane.

L'esame degli spettri luminosi degli astri, e specialmente del sole, permette di constatare che manca un certo numero di radiazioni perchè sono arrestate dai gas contenuti dall'atmosfera; dalle righe scure di questi spettri si può, quindi, dedurre la natura dei gas che si trovano sul percorso dei raggi luminosi che vengono dagli astri. Si è così osservato che una serie di righe scure esiste nella regione dell'ultravioletto degli spettri del sole e degli astri; sapendo d'altronde, che, con l'interposizione dell'ozono sul percorso di un raggio luminoso, lo spettro presenta le stesse righe scure, si dedusse l'esistenza di ozono nell'atmosfera. Fabry e Buisson lo dimostrarono chiaramente e trovarono che lo strato di ozono avrebbe una grossezza di 3 mm alla pressione atmosferica normale; tale velo di ozono protegge l'umanità da un pericolo mortale, essendo i raggi ultravioletti così arrestati assai pericolosi.

Osservando il sole al tramonto si potè dimostrare che lo strato di ozono sta ad un'altezza di 50 km circa e varia in elevazione e in grossezza; tali variazioni sono concomitanti con determinate situazioni meteorologiche, e questo fatto mostra in modo particolare il legame esistente tra i fenomeni dell'alta e della bassa atmosfera.

La diffusione della luce agli ultimi barlumi del crepuscolo, cioè nel momento in cui i raggi solari non incontrano che gli strati più alti dell'atmosfera, permette pure di ottenere, mediante l'analisi spettrale, indicazioni sulle composizioni dell'alta atmosfera.

I barlumi dati dalle stelle filanti forniscono egualmente un procedimento di studio. Si poterono determinare le altezze a cui si hanno il principio e la fine della loro striscia luminosa, trovando valori di 120 e 80 km circa.

Quale è la causa di questa luminosità vivissima? Non l'incandescenza dell'asteroide perchè sarebbe volatilizzato alla temperatura necessaria per dare una tale luminescenza; sembra possibile, invece, di ammettere che gas rarefatti diventino incandescenti per l'attrito dell'asteroide e che restino luminosi durante un certo tempo

dopo il suo passaggio, ma non si vede ancora come tale illuminazione dei gas sia possibile.

L'analisi spettrale di questi barlumi può dare preziose informazioni sulla composizione dell'aria a questa altezza, ma disgraziatamente l'osservazione visuale del loro spettro è assai difficile e ancora più la sua fotografia. Finora non si è potuto ottenere che una sola fotografia di questo genere, e questa mostra le righe dell'idrogeno.

Lo studio delle aurore polari, di cui abbiamo già parlato, permette, pure, di ottenere preziose indicazioni sulla composizione dell'alta atmosfera. La quota a cui si produce la luce massima è di 100 km circa, cioè la stessa che per le stelle filanti; i barlumi aurorali sono, d'altronde, di intensità, di colorazione e pure di forma nel loro insieme assai variabili; sottoponendo la loro luminescenza, che è prodotta dall'urto delle particelle elettroniche proiettate dal sole, all'analisi spettrale, si osservano righe dell'azoto e dell'ossigeno; queste ultime gialle verdastre si ottengono assai difficilmente al laboratorio.

Alla domanda della ragione per cui non si trovino le righe dell'idrogeno che figurano nello spettro delle stelle filanti si può rispondere che ciò è dovuto probabilmente al fatto che i gas sono resi incandescenti da agenti diversi.

La propagazione del suono alle grandissime distanze, la quale non può avvenire che attraverso gli alti strati dell'atmosfera, costituisce pure un mezzo interessante di sondaggio.

Il suono presenta il vantaggio di poter essere prodotto a volontà, quantunque per tal genere di studi occorra una forte intensità.

Si sa che la velocità di esso dipende dalla temperatura, dalla composizione e dalla densità del gas in cui avviene la propagazione (e già esiste anzi un procedimento pratico per la rivelazione del grisou in una miniera che è basato su queste proprietà).

Dalla propagazione del suono nell'alta atmosfera consegue l'esistenza di zone di silenzio attorno al centro di generazione. Durante la guerra venne fatto gran numero di osservazioni di tal genere; il Maurain eseguì misure metodiche al campo di La Courtine con

potenti esplosioni, ed è stato constatato che la velocità di propagazione alle grandissime distanze era maggiore della velocità normale del suono. Da questo fatto deriva che gli strati dell'atmosfera attraversati dal suono, in tali condizioni, devono essere a una temperatura elevata, comparabile probabilmente a quella che esiste alla superficie del suolo. L'altezza di tale zona calda sembra debba essere di $40 \div 50$ km cioè eguale all'altezza dello strato di ozono, la cui presenza può forse essere la causa di tale elevazione di temperatura, per l'assorbimento di una parte dell'irradiazione solare (ultravioletti), assorbimento che deve trasformarsi in calore (1).

Lo sviluppo della radiotecnica ha dato origine a un nuovo modo di sondaggio dell'atmosfera: la propagazione delle onde hertziane, e su tale metodo, più recente e ancora poco noto, converrà qui intrattenersi più a lungo.

Agli inizi della telegrafia senza fili si era pensato che le onde hertziane si propagassero liberamente nell'etere, come le onde luminose, a cui gli studi di Maxwell e di Hertz le avevano avvicinate; poi si ammise che le onde seguivano la terra, appoggiandosi perpendicolarmente su questa nella loro parte inferiore, e fungendo il terreno da superficie conduttrice.

Quando si poterono superare grandissime distanze, specie con le onde corte, la conducibilità del suolo e la diffrazione delle onde non bastarono più ad una spiegazione, e si venne condotti a pensare che, nei risultati ottenuti, l'alta atmosfera aveva funzione principale. Si osservò che le portate raggiunte variavano con la lunghezza delle onde, con l'ora, con la stagione, con la direzione di propagazione ecc. e perfino con le circostanze locali.

Si constatò che le onde corte davano zone di silenzio, seguite da zone di ricezione intensa a maggiore distanza; così non è stato raro che segnali inaudibili ad una distanza di qualche centinaio di km fossero bene percepiti a parecchie migliaia di chilometri.

---

(1) Su tali esperienze di La Courtine: v. *Rivista d'artigl. e genio*. 1924, febbraio-marzo, p. 305; aprile, p. 102; agosto-settembre, p. 229. (N. d. T.).

L'azione del sole sulla propagazione fu trovata sempre assai evidente, sebbene variabile a seconda delle lunghezze d'onda; si ammise, quindi, che le onde hertziane, e specialmente le onde corte, si propaghino, in parte seguendo la superficie del suolo, nel qual caso non raggiungono che deboli portate, e in parte per mezzo dell'alta atmosfera, superando così grandissime distanze. Schuster aveva già emesso, per spiegare certe perturbazioni magnetiche, l'ipotesi della esistenza di uno strato conduttore nell'alta atmosfera; Kennelly e Heaviside ripresero tale ipotesi, ammettendo che la sua conducibilità era causata da ionizzazione intensa di gas derivante dall'azione dei raggi solari ultravioletti e dei corpuscoli catodici emessi dal sole.

Vennero allora tentate esperienze per misurare l'altezza di questo strato conduttore, e la si trovò da prima di circa 100 km; osservato, in seguito, che l'altezza era continuamente variabile, si arrivò persino ad ammettere l'esistenza di più zone ionizzate, ciascuna delle quali formata di strati di densità ioniche variabili. In altri termini, si ammise l'esistenza di più variazioni successive della ionizzazione, nel senso dell'altezza, e pure di una irregolarità grandissima e assai variabile del livello degli strati di egual grado di ionizzazione. È verosimile, pure, che i massimi di ionizzazione nelle zone che si suppone esistano le une sopra le altre, sieno pur essi continuamente variabili.

Per quanto concerne la maniera in cui avviene la propagazione attraverso l'alta atmosfera, si può ammettere che si tratti di una riflessione delle onde su uno strato, il cui grado di ionizzazione ha, per ciascuna lunghezza di onda, un certo valore ben determinato. La riflessione delle onde di diversa lunghezza avverrebbe dunque ad altezze differenti, e ciò spiegherebbe le differenze osservate, nel medesimo istante, nelle portate e nelle zone di silenzio per onde di diversa lunghezza. Più riflessioni successive, che si producono alternativamente sullo strato di Heaviside e sul suolo, sono evidentemente necessarie perchè le onde possano propagarsi tra due punti situati a grandissima distanza l'uno dall'altro.

Qual'è il meccanismo di questa riflessione? Più teorie sono state avanzate, e di esse la più soddisfacente sembra quella dei fisici C. e H. Gutton, i quali hanno dimostrato che un gas ioniz-

zato possiede un periodo proprio di oscillazione elettronica variabile col grado di ionizzazione. Quando delle onde di determinato periodo incontrano uno strato ionizzato, che abbia un periodo di oscillazione elettronica eguale alla loro, si produce una riflessione delle onde che è della stessa natura della riflessione metallica e che può essere perfetta, se la pressione è abbastanza debole perchè l'energia dissipata in calore negli urti tra elettroni e molecole sia piccola.

Queste ipotesi spiegano bene tutte le differenze di propagazione osservate a seconda delle ore del giorno, delle stagioni, delle lunghezze d'onda, ecc. perchè tali variazioni sono dovute alle modifiche continue di ionizzazione della atmosfera.

I cambiamenti di frequenza rapidi e ripetuti, che si osservano spesso nell'intensità dei segnali ricevuti in un dato punto, si spiegano nella stessa maniera, e così pure le variazioni di misure radiogoniometriche.

A tali cause di perturbazione nella propagazione e nella ricezione vengono ancora ad aggiungersi quelle che si producono nella bassa atmosfera; in questa, infatti, si è notata l'influenza della posizione geografica, della latitudine ecc., e, pur, specie nel caso di onde corte, delle superficie di discontinuità delle masse d'aria.

Arriva, infine, molto frequentemente che, registrando segnali brevissimi, se ne osservi la ripetizione, che cioè si abbiano echi situati a intervalli di tempo più o meno grandi a seconda dei casi. Talvolta gli echi sono assai numerosi e abbastanza intensi per disturbare la ricezione dei radiotelegrammi e sopratutto la riproduzione di immagini trasmesse con onde hertziane.

Lo studio metodico di questi echi è stato intrapreso con diversi procedimenti e, specialmente, servendosi di segnali di una durata estremamente ridotta: dell'ordine di 1/10.000 di secondo, e di piccole lunghezze d'onda; ciò permise di classificare gli echi in più categorie.

Nel caso che il ricevitore sia a grande distanza dal posto emittente, gli echi percepiti sono talvolta dovuti al fatto che treni d'onda, i quali rappresentano i segnali, sono percepiti dapprima direttamente per la via più breve, e, in seguito, ancora una o più

volte, dopo aver fatto il giro della terra, una o più volte, in un senso o nell'altro, o nei due sensi. L'intervallo di tempo che esiste tra il segnale ricevuto direttamente e l'eco che ritorna dopo aver fatto il giro della terra è di circa 1/7 di secondo.

I tempi tra il segnale e la sua eco o tra due echi consecutivi sono talvolta più corti, e ciò è dovuto alla esistenza di zone discontinue o irregolari di Kennelly-Heaviside, ciascuna delle quali può dare la propria eco, che arriva talvolta al ricevitore dopo essersi riflessa più volte sul suolo e sull'alta atmosfera.

Quando il ricevitore è a piccolissima distanza, gli echi osservati sono dovuti alla riflessione delle onde, che costituiscono il segnale, sullo strato, di densità ionica opportuna, situato allo zenit; questa riflessione può poi ripetersi sul suolo, e dopo ancora sull'alta atmosfera, e di nuovo azionare il ricevitore. Tale fenomeno arriva a prodursi perfino parecchie volte di seguito. Gli intervalli tra il segnale e la sua eco o tra due echi consecutivi sono allora assai ridotti, poichè l'altezza dello strato riflettente, variabile con la lunghezza d'onda e variabile ad ogni momento per una stessa lunghezza d'onda, è compresa in generale tra 100 e uno o più migliaia di chilometri. Questi intervalli sono dunque dell'ordine del millesimo di secondo, e i più lunghi di essi corrispondono alle onde più corte.

È quindi possibile misurare, registrando i segnali diretti e gli echi, l'altezza dello strato riflettente e di studiarne le variazioni.

Stoermer ha egualmente osservato in condizioni analoghe un fenomeno notevole e inatteso. Sono stati percepiti echi qualche secondo dopo il segnale; se la causa di essi è dovuta a una riflessione, questa deve, quindi, avvenire ad una distanza maggiore di quella della luna, dato che la velocità delle onde è di 300.000 km al secondo. Non può più quindi trattarsi di strati conduttori dell'alta atmosfera, e Stoermer dà allora la spiegazione seguente.

Le particelle catodiche proiettate dal sole che hanno direzione verso la terra sono soggette al suo campo magnetico, cosicchè le traiettorie si incurvano formando una superficie toroidale attorno alla terra. Una parte delle onde che costituiscono il segnale viene irradiata verso lo zenit del posto emittente e incontra le zone ionizzate dell'alta atmosfera. Quando queste hanno un grado di

ionizzazione inferiore a quello necessario per la riflessione delle onde in questione, esse si lasciano traversare dalle onde, che continuano quindi a propagarsi al di là dell'atmosfera fino ad incontrare la superficie toroidale formata dagli elettroni solari attorno alla terra, dove vengono riflesse, e facendo il cammino inverso vanno ad azionare il ricevitore.

Tale spiegazione non è accettata da tutti. Van der Pol pensa che le onde non lascino l'atmosfera e con un ragionamento, che non può essere qui riferito, ammette che la velocità di propagazione dei segnali subisca un progressivo rallentamento fino ad annullarsi nel momento in cui avviene la riflessione. Le onde ritornano quindi indietro e aumentano a poco a poco la loro velocità. Il grande intervallo di tempo osservato tra un segnale e la sua eco troverebbe giuste spiegazioni in una diminuzione considerevole della velocità media sul percorso totale.

Si è pensato, pure, di attribuire la causa della eco ritardata ad un'altra propagazione di onde tra la stazione emittente e quella ricevente, propagazione che si farebbe a velocità ridottissima - dell'ordine della velocità del suono - e che sarebbe quindi una propagazione materiale. Studi dei fisici americani Tonks e Langmuir sugli archi elettrici lasciano intravvedere la possibilità di propagazioni del genere; le recenti esperienze della signorina Chenot, del laboratorio Gutton, hanno dimostrato, d'altronde, che onde hertziane di qualche metro di lunghezza possono propagarsi in un tubo di vetro pieno di gas assai rarefatto, con una velocità eguale a 3 centesimi di quella della luce.

Comunque sia, echi ritardati poterono venire constatati in più riprese, sebbene raramente; in particolare, la missione francese, inviata in Indocina per lo studio dell'eclisse totale del sole, nel maggio 1929, ne ha osservato un gran numero; taluni di essi erano separati dai segnali diretti da un intervallo di tempo, che talvolta raggiunse i 25 secondi.

Tutti i fenomeni della propagazione delle onde, di cui si è ora parlato, costituiscono, dunque, un insegnamento prezioso per lo studio dell'alta atmosfera e sono stati oggetto di numerose osservazioni, le quali hanno, inoltre, permesso di determinare le particolarità presentate dalle diverse zone che la gamma hertziana

utilizza e di conoscere, di conseguenza, le circostanze in cui ciascuna di queste parti può essere impiegata con vantaggio.

Prima di dare indicazioni generali sull'uso che si fa attualmente di queste diverse parti della gamma hertziana, non è senza interesse osservare che all'inizio della telegrafia senza fili la propagazione delle onde corte attraverso l'alta atmosfera non era ancora conosciuta e che l'accrescimento di portata non aveva, quindi, potuto essere ricercato o ottenuto che con un aumento della lunghezza d'onda; era così concesso di ottenere una diffrazione più grande e di mettere in giuoco una energia più considerevole.

Le onde più lunghe, da 30.000 a 6000 m circa, risultano in particolare assai convenienti per comunicazioni tra punti fissi fino alle più grandi distanze - 6000 km almeno -; esse sono relativamente poco soggette all'influenza dei fenomeni solari, dei cambiamenti di stagione ecc., e permettono in generale un servizio quasi regolare durante un gran numero di ore d'ogni giorno. È facile per tali onde mettere in giuoco una grandissima potenza e aumentare così la sicurezza di una comunicazione, nonostante le diverse perturbazioni.

Un inconveniente è che esse richiedono l'installazione di grandi antenne, tanto più grandi e alte quanto più la lunghezza d'onda è considerevole. La spesa di impianto delle stazioni e il costo di esercizio delle stazioni essendo dunque assai elevato, non si costruiscono quindi più installazioni per tali onde. Bisogna, d'altronde, osservare che il numero di onde, che possono essere utilizzate simultaneamente nella gamma di 30.000 a 6000 metri senza disturbo reciproco, è poco elevato.

Al disotto di 6000 metri, le antenne necessarie per ottenere una buona irradiazione diventano più semplici, ma è più difficile mettere in giuoco rilevanti quantità di energia; tali onde non sono, quindi, troppo impiegate che per stazioni fisse, la cui portata è relativamente ridotta - 2000 o 3000 chilometri -, utilizzando le onde di maggior lunghezza per le maggiori portate. E avviene così fino a 1000 metri circa.

Da 30.000 a 1000 metri si utilizza, sopratutto, la propagazione con onde superficiali; tuttavia Austin ha mostrato che, nella maggior parte dei casi, la propagazione attraverso l'alta atmosfera

viene pure a migliorare le portate. L'influenza solare è per la propagazione di onde di questa gamma tanto maggiore quanto più la loro lunghezza è piccola, pel fatto che le portate raggiunte sono più grandi di notte che di giorno, per le onde più corte.

Alcune navi sono equipaggiate con onde da 2000 a 3000 metri, ma le aeronavi non possono utilizzare queste, come pure le onde più lunghe, se non eventualmente per la radiogoniometria.

Al disotto di 1000, e fino a 100 metri circa, l'influenza solare è ancora più forte, e le portate ottenute di giorno sono abbastanza deboli mentre aumentano molto di notte. Le onde di tale gamma vengono sopratutto impiegate dalle stazioni mobili, navi e aeronavi; tuttavia anche la radiodiffusione ne fa un largo uso, mostrando la tendenza di svilupparsi nella gamma compresa tra 2000 e 100 metri.

Al disotto di 100 metri, e fino a 13 metri circa, la propagazione delle onde non avviene, lungo la superficie del suolo, che a piccole distanze, mentre attraverso l'alta atmosfera essa può raggiungere, quando le circostanze siano favorevoli, le maggiori portate che si abbiano sulla Terra. L'impiego di queste onde si è, dunque, considerevolmente sviluppato da alcuni anni per comunicazioni a tutte le distanze, ma sopratutto alle grandi e alle grandissime; esse d'altronde offrono il vantaggio di non richiedere che la messa in giuoco di una energia relativamente ridotta e l'uso di antenne di piccole dimensioni. Riflettori abbastanza semplici ed efficaci hanno potuto essere sistemati per rinforzare l'energia irradiata in una direzione determinata e migliorare così il rendimento; per contro queste onde presentano l'inconveniente di dare risultati continuamente variabili e di comportare talvolta l'esistenza di zone di silenzio a media distanza.

Si è detto prima che le variazioni della ionizzazione dell'alta atmosfera spiegano queste anomalie di propagazione. Tale ionizzazione sembra, infatti, dovuta principalmente alle particelle catodiche emesse dalle macchie solari e dalle facelle vicine, per cui le anomalie di propagazione devono essere continuamente variabili, variando continuamente il numero e la dimensione delle macchie - il cui periodo di attività è di circa 11 anni - come la loro situazione rispetto alla terra. Durante l'anno 1930, la propagazione delle onde

corte è stata meno favorevole che nel 1929, e riesce interessante osservare che il numero delle macchie solari era più ridotto nel 1930 che nel 1929.

L'impiego di queste onde corte si sviluppa, tuttavia, continuamente e, per ovviare alle anomalie di propagazione, si dispone nei posti importanti di apparecchi che permettano di utilizzare, a volontà, più onde, ciascuna delle quali è impiegata nei momenti della giornata, in cui la sua propagazione è la migliore, data la direzione della corrispondenza. L'impiego dei riflettori, d'altronde, permette talvolta di attenuare l'importanza delle anomalie di propagazione.

Le stazioni mobili - navi ed aeronavi - cominciano pure a fare largo uso di questa gamma d'onda, non ostante gli inconvenienti e certe difficoltà speciali del loro uso a bordo - per quello che concerne le aeronavi -, perchè il materiale necessario al loro impiego è semplice, leggiero, e le antenne sono assai ridotte.

Al disotto di 13 metri, non è, fino ad oggi, stato possibile ottenere una propagazione a grande distanza, forse perchè la ionizzazione dell'alta atmosfera non raggiunge mai il valore necessario per avere la riflessione di queste onde; le proprietà sono analoghe a quelle delle onde luminose, cosicchè possono propagarsi da un punto all'altro soltanto se si ha la « visibilità » tra i due punti o quasi, poichè la rifrazione e la diffrazione permettono di girare ostacoli poco rilevanti.

Le antenne necessarie sono dell'ordine del metro, e facilmente si possono sistemare riflettori efficaci. Fino ad ora non sono state fatte che pochissime applicazioni pratiche di queste onde nelle stazioni fisse; citiamo, tuttavia, l'impianto di comunicazioni tra Nizza e la Corsica e sulle Alpi.

Per talune necessità militari, al contrario, tali onde, non comportando che portate ridottissime, presentano un effettivo interesse perchè esse possano essere ottenute con apparecchi semplicissimi, assai leggieri e portatili. Il loro impiego a bordo di navi e di aeronavi presenta, pure, in alcuni casi, vantaggi apprezzabili.

Si può discendere così fino alle lunghezze d'onda di un metro; gli studii concernenti tale gamma e le prime applicazioni che se ne fecero sono stati condotti in Francia da Gutton e dalla Radiotelegrafia militare.

Al disotto della lunghezza d'onda di un metro, non si possono

più impiegare le valvole a tre elettrodi nella stessa maniera che per ogni altra onda da uno a 30.000 metri così per l'emissione che per la ricezione. Si ricorse a speciali procedimenti che tuttavia comportano ancora l'uso dei triodi; tra tali procedimenti di emissione e di ricezione occorre citare particolarmente quello creato in Francia da Gutton, Pierret e Beauvais, grazie al quale portate dell'ordine di 35 km poterono essere raggiunte tra punti, visibili tra di essi, mediante onde di 17 cm. L'antenna non ha che qualche centimetro di lunghezza ed è quasi situata nel fuoco di un piccolo riflettore parabolico, analogo a quelli impiegati per l'illuminazione, e formato da metallo sottile o da reticolo metallico.

Tali onde sono pure suscettibili di avere, in determinati casi, interessanti applicazfoni sia in marina sia in aeronautica.

Non è stato possibile fino ad oggi ottenere onde di lunghezza inferiore a una decina di centimetri con una energia sufficiente perchè se ne possano intravedere applicazioni; bisogna sperare però che tale lacuna venga colmata, perchè le onde, la cui lunghezza è dell'ordine del centimetro o del millimetro, hanno probabilmente proprietà assai interessanti.

Il numero delle lunghezze d'onda utilizzabili per comunicazioni simultanee nelle diverse parti della gamma hertziana, da 30.000 m 15 cm, è già diventato insufficiente perchè le applicazioni della radiotecnica aumentano continuamente. Si conducono studii per diminuire l'intervallo che deve separare due lunghezze d'onda vicine affinchè possano essere impiegate simultaneamente senza reciproco disturbo, e, per facilitare questo restringimento si fa segnatamente uso di stabilizzatori di frequenza a quarzo piezo elettrico.

Si perseguono, pure, ricerche con lo scopo di utilizzare altre vibrazioni dell'etere ma fino ad ora senza grande successo. La gamma hertziana si estende fino alla lunghezza d'onda di 0,2 mm, ossia alla frequenza di 150 miliardi di cicli al secondo; vengono quindi gli infrarossi che comprendono quei raggi che altre volte si chiamavano calorifici, e la cui frequenza va fino a 3×10^{14} cicli, che corrisponde alla lunghezza d'onda di circa 1 micron. Questa parte della gamma delle vibrazioni, che godono anche dell'altra proprietà di poter traversare un certo strato di nebbia, ha ricevuto alcune interessanti applicazioni a terra: sbarramenti invisibili, il cui

attraversamento fatto da un mobile - una nave per es. - si traduce nell'azionamento di segnali acustici od ottici; comunicazioni telefoniche o telegrafiche a qualche chilometro; si tentarono prove per rilevare la posizione di velivoli invisibili per mezzo dei raggi ultrarossi emessi dallo scappamento dei motori, ma tali ricerche non ebbero grande successo, fino ad oggi.

Segue la luce visibile, le cui vibrazioni hanno una frequenza media di $1{,}5 \times 10^{14}$, a cui corrisponde una lunghezza d'onda di mezzo micron circa. Non è qui il caso di parlare delle applicazioni notevoli della gamma luminosa: segnali ottici, proiettori, fari luminosi, ecc.

Continuando a percorrere la gamma delle oscillazioni si trovano, infine:

- i raggi ultravioletti della frequenza dell'ordine di 3×10^{15} c/s, a cui corrisponde una lunghezza d'onda di un decimo di micron;
- raggi X, molto molli, molli, ordinari, duri, della frequenza fino a 10^{18} c/s circa, a cui corrisponde la lunghezza d'onda di alcuni decimillesimi di micron;
- i raggi gamma del radio, della frequenza di 10^{21} c/s, ossia di una lunghezza d'onda del milionesimo di micron.

Nessuna di queste ultime parti della gamma totale delle oscillazioni ha finora potuto essere utilizzata per la trasmissione del pensiero o della parola a grande distanza o per segnali di navigazione, nonostante tutti i tentativi fatti, perchè tali oscillazioni sono in realtà assai rapidamente assorbite dall'atmosfera e non possono superare che portate piccolissime.

Al di là esistono certamente altre oscillazioni di frequenza ancora più grande, ma esse non hanno ancora potuto essere scoperte con certezza e quindi studiate, ad eccezione tuttavia dei raggi « ultrapenetranti » di cui si è parlato prima. Forse sarà dato, un giorno, di comprendere, nella gamma allargata delle oscillazioni dell'etere, il pensiero e perfino la vita come alcuni credono già ma senza averne prove; se queste fossero date e se si arrivasse a creare dei rivelatori di oscillazioni del pensiero, il problema dei collegamenti sarebbe definitivamente risolto; ciò non è tuttavia augurabile perchè la vita sociale diverrebbe totalmente impossibile.

Generale GUSTAVO FERRIÉ
Capo dei servizi e delle truppe delle trasmissioni francesi
Membro dell'Istituto di Francia

(Trad. del col. A. STABARIN)

Sul rendimento delle antenne trasmittenti per radiodiffusione circolare [1]

SOMMARIO. — *È trattata per via sperimentale la questione dell'altezza più adatta per un'antenna di trasmissione circolare. I risultati sperimentali esposti confermano, per quanto non ancora in modo preciso, alcune conseguenze della teoria, le quali finora costituiscono problemi che non hanno ricevuto una soluzione rigorosa a causa delle eccessive difficoltà matematiche. Dallo studio eseguito, consegue che, specialmente per le onde corte, le antenne alte dànno i rendimenti migliori.*

Per la diffusione circolare, la sola irradiazione utile è quella diretta [2], e quindi il rendimento di un'antenna destinata a tale uso si deve calcolare considerando come utile non tutta la potenza irradiata, ma solo quella che viene inviata parallelamente alla superficie del suolo. Se si assume eguale al cento per cento il rendimento così definito, dato da una antenna ideale di $\frac{1}{2}\lambda$, si può mettere la formula del rendimento sotto la semplice forma seguente:

$$\eta = 700 \frac{(E_{V\,m} \cdot d_{km})^2}{P_{akW}}$$

e quella degli ampere-metro, che l'antenna può dare:

$$M\,A = \lambda_m \sqrt{\frac{\eta}{100} P_{akW}},$$

in cui λ_m indica la lunghezza d'onda in metri e $\frac{\eta}{100} P_a$ la irradiazione diretta in kW. Sarebbe da considerare anche un fattore numerico, $\frac{5}{\pi}\sqrt{0{,}4}$, ma lo si può trascurare, poichè l'errore che si commette è minore dell'uno per cento.

Nell'agosto 1928 furono iniziate, in Svezia, ricerche dirette allo

---

(1) Articolo pubblicato dalla rivista *Zeitschrift für Hochfrequenztechnik*, gennaio 1931, vol. 37.

(2) Si definisce così quella parte dell'energia che viene irradiata tra la superficie terrestre ed una superficie conica avente il vertice sulla cima dell'antenna; la parte inferiore (coda) dell'antenna, coincide con l'asse del cono e le generatrici di quest'ultimo sono quasi parallele al suolo. Per maggiori dettagli vedi nei lavori dell'Autore in *Teknisk Tidskrift* e in *Elektroteknik*, ag. 1929, p. 133, oppure in *Experimental Wireless*, dic. 1930, p. 665.

scopo di confrontare le caratteristiche di antenne di diverse altezze adoperate con la stessa lunghezza d'onda.

Per sostenere le antenne sperimentate, furono utilizzati i piloni della radiostazione di Karlsborger, che hanno una altezza di 210 m, e distano fra loro di 450 m. Per ragioni di indole pratica, non potendosi adoperare con questa disposizione onde più lunghe, fu scelta quella di 270 m. L'efficenza delle antenne fu misurata col metodo della

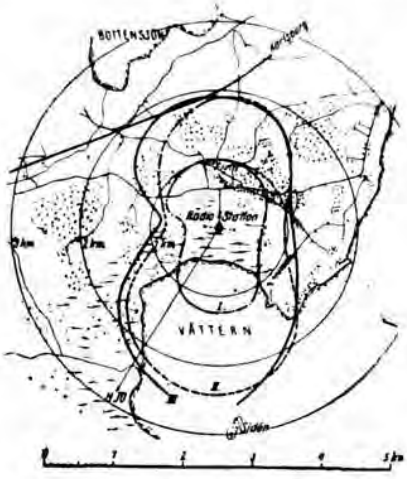


FIGURA 1. — Curve isodine delle antenne sperimentate, corrispondenti a 50 mV/m, per una lunghezza d'onda di 260 ÷ 270 m. Altezza delle antenne: I: 52 m, II: 84 m, III: 113 m.

resistenza ausiliaria, adoperando un generatore schermato che dava una corrente priva di armoniche apprezzabili; per la misura del campo presso il suolo serviva un apparecchio portatile della Electric Co.

Le misure furono eseguite in otto diverse direzioni fino a 3 km di distanza dal trasmettitore; fu così possibile studiare le azioni di schermo e gli effetti disturbatori che sono causati dal contrappeso e dagli ancoraggi delle stazioni trasmittenti commerciali. Presso la coda dell'aereo sperimentale, fu montato un piccolo trasmettitore avente 100 watt nominali in antenna, capace di adattarsi facilmente a varie condizioni di funzionamento, ed intorno ad esso fu tracciato un sistema di scavi rettilinei radiali. La resistenza che il suolo veniva così ad assumere fu determinata misurando la resistenza totale di un'antenna lineare verticale, di cui si poteva calcolare con sicurezza la resistenza di irradiazione e si poteva trascurare la rima-

nente resistenza di dissipazione. Si ottenne, per una lunghezza d'onda di 270 m, una resistenza del terreno R_o = 13 Ω. I dintorni consistevano in parte in una pianura paludosa (vedi fig. 1).

Nella figura 1 sono tracciate le curve isodine di 50 mV/m per le tre antenne sperimentate. I dati caratteristici di queste antenne sono riuniti nella seguente tabella:

TABELLA

Caratteristiche misurate	Antenna $\frac{1}{4}\lambda$, con self di allungamento L_b = 19 μH; capacità statica 430 cm.	Antenna alta con condensatore di accorciamento di capacità C_b = 80 cm; capacità statica 870 cm.	Antenna $\frac{1}{2}\lambda$, eccitata sulla terza armonica con self al piede di 99 μH; capacità statica 955 cm.
Tipo dell'antenna	I	II	III
Altezza dell'antenna Lunghezza dei fili orizzontali	h = 52 m $2l = O$	h = 85 m $2l$ = 1.17 m	h = 113 m $2l$ = 2.5 m
Onda propria Onda adoperata	λ_o = 225 m λ = 270 m	λ_o = 460 m λ = 270 m	λ_o = 550 m λ = 260 m
Potenza del circuito anodico di uscita	270 W	284 W	307 W
Corrente nell'aereo al disopra della bobina di accoppiamento, i_1	2,00 A	0,592 A	0,334 A
Corrente nell'aereo presso la presa di terra, i_2	2,00 A	0,34 A	0,50 A
Resistenza totale dell'aereo al di sopra della bobina di accoppiamento	31,3 Ω	370 Ω	1160 Ω
Resistenza totale dell'aereo presso la presa di terra	31,3 Ω	1120 Ω	510 Ω
Potenza in antenna P_a	125 W	130 W	130 W
Valore medio di $E \times d$ per l'isodina di 40 mV/m	0,043 V m × km	—	—
Valore medio di $E \times d$ per l'isodina di 50 mV/m	0,043 V m × km	0,076 V m × km	0,079 V m × km
Valore medio di $E \times d$ per l'isodina di 70 mV/m	—	0,075 V/m × km	0,082 V/m × km
Valore medio di $E \times d$ per l'isodina di 100 mV/m	—	0,075 V m × km	0,079 V m × km
Media generale di $E \times d$	0,043 V m × km	0,075 V m × km	0,080 V m × km
Media gen.le per P_a = 130 W	0,044 V/m × km	0,075 V m × km	0,080 V/m × km
Rendimento dell'irradiazione diretta η (1)	10,5 %	30,5 %	34,5 %
Rendimento dell'irradiazione diretta per $R_o = O$	17,5 %	30,8 %	35,4 %

(1) Il rendimento dell'irradiazione diretta è calcolato in base al valore medio di $(E\,d)^2$.

Le antenne II e III hanno fili orizzontali corti a gabbia. La potenza in antenna fu calcolata con la formula $P_a = I_{a\,eff}^2 \cdot R_{aa}$ ($I_{a\,eff}$ = intensità efficace, R_{aa} resistenza dell'aereo misurata al piede), ricavando così i tre valori 125, 130 e 130 watt. di guisa che la potenza può considerarsi praticamente eguale nei tre casi. Ai dati della tabella si potrebbe apportare una piccola correzione per l'antenna I, se si volessero avere per tutte le tre antenne i dati riferiti a $P_a = 130$ watt.

Un primo sguardo alla figura 1 rivela subito la grande superiorità dell'antenna più alta, ma anche la forte influenza disturbatrice dei piloni, come si vede dalla grande irregolarità del diagramma.

Il fatto che essa non sia simmetrica non deriva da diversità fra le messe a terra dei due piloni, ma deve piuttosto attribuirsi al fatto che l'antenna non era a distanze esattamente eguali dai piloni, il che è causa di una differenza di fase tra le azioni da essi esercitate. I valori medi del rendimento dell'irradiazione diretta raggiungono il 10,5, il 30,5 ed il 34,5 per cento (1), e stanno nei rapporti 1,0: 2,9: 3,3. La teoria, con l'ipotesi di un terreno perfettamente conduttore, fornisce i rapporti 1,0 : 2,1 : 2,4. Il divario fra la teoria e l'esperienza (2) deve sicuramente attribuirsi all'influenza della natura del terreno.

Per indagare più a fondo intorno a questo interessante fenomeno, ho svolto una trattazione analitica del problema col metodo della « riflessione reciproca », come hanno fatto Ballantine ed altri (3). L'azione risultante dell'antenna a grandi distanze eguaglia l'integrale delle azioni esercitate dai consecutivi dipoli elementari in cui può ritenersi suddivisa. Siccome la formula finale è molto complicata, il calcolo numerico è stato eseguito solo per i due casi tipici dell'antenna ideale di $\frac{1}{4}\lambda$ e di $\frac{1}{2}\lambda$. La figura 2 mostra i notevoli risultati ottenuti con l'ipotesi di un terreno avente $x = 5 \times 10^{-14}$ unità elet-

(1) Questi numeri devono considerarsi certamente molto piccoli a causa dei forti indebolimenti causati dai piloni e dagli ancoraggi della stazione, che è costruita per altro scopo. Con una stazione costruita appositamente per la lunghezza d'onda di 270 m, si avrebbero dei valori molto migliori.

(2) Questo divario non fu messo in rilievo dalle misure di P. P. Eckersley, T. L. Eckersley e H. L. Kirke (*Journ. Inst. Elect. Eng.* n. 67, 1929, p. 507-526).

(3) St. BALLANTINE. *Proc. Inst. Radio Eng.*, 1928, p. 513.

tromagnetiche ed una costante dielettrica $\varepsilon = 8$. La distribuzione della corrente è stata supposta della forma di mezza sinusoide, il che porta con sè qualche lieve errore.

Con le onde relativamente corte, o quando il terreno conduce male, l'irradiazione si rivolge verso l'alto, mentre in conseguenza l'onda diretta diminuisce d'intensità (per una data antenna, i risultati non variano, se resta invariato il prodotto $x\,\lambda$).

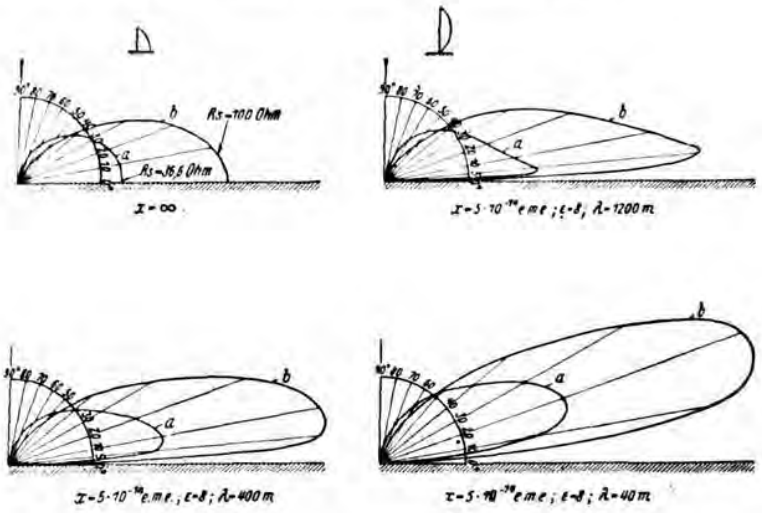


FIGURA 2. — Caratteristiche verticali dell'intensità di campo a distanza rilevante dal trasmettitore (a: per antenna $\frac{1}{4}\lambda$; b: per antenna $\frac{1}{2}\lambda$), calcolate per una conduttività del terreno $x = 5 \times 10^{-14}$ u. e. m. ed $\varepsilon = 8$, e per diverse lunghezze d'onda. I valori massimi della distribuzione sinusoidale lungo l'antenna sono supposti eguali per le diverse antenne.

In prossimità del suolo, secondo la teoria, il campo dovrebbe annullarsi; fortunatamente in realtà questo non succede, e la ragione di ciò sta nella insufficienza del calcolo matematico. Infatti, si è supposto che l'intensità del campo, nella immediata vicinanza dell'antenna, diminuisca linearmente col crescere della distanza, trascurando così i termini di grado più elevato. Senonchè quei termini trascurati assumono importanza notevole quando si considerino le particolari proprietà del terreno, come si vede dal fatto che la nota formula di Sommerfeld per l'irradiazione superficiale non contiene termini di grado inferiore al secondo se la « lontananza numerica »

è grande, cioè se è grande la lontananza effettiva oppure è piccolo il prodotto $x\,\lambda$. Per i raggi che tornano a terra dopo essere stati riflessi sotto un angolo molto piatto, il metodo della « riflessione reciproca » non si può quindi applicare, poichè per essi la distanza del sito di riflessione dalla stazione è molto grande, ed è perciò grande la lontananza numerica; questa fa sì che l'attenuazione non sia lineare, ed il calcolo del campo presso terra porta ad errori. Il metodo dà dunque risultati corretti solo per angoli di irradiazione non piccoli rispetto al suolo, ed è utile per lo studio della radiazione spaziale.

Le antenne più alte (del tipo $\frac{1}{2}\,\lambda$) dànno generalmente una perdita per irradiazione spaziale minore di quelle basse. Quando queste perdite devono essere prese in maggiore considerazione, come accade per le onde relativamente corte, è da aspettarsi che la convenienza dell'antenna alta diventi ancora maggiore, come risulta dal calcolo con l'ipotesi di un terreno perfettamente conduttore. Ciò si vede chiaro dalle esperienze eseguite, se si considerano i valori numerici del rendimento. Si può quindi concludere che proprio per le radiodiffusioni ad onda corta l'antenna alta è da consigliare per avere un buon rendimento, mentre non è altrettanto rilevante il vantaggio che si può avere con le onde lunghe.

Per esempio la stazione svedese circolare di Motala, che trasmette con una lunghezza d'onda di 1348 m, ha un rendimento dell'irradiazione diretta del 70 per cento; i piloni sono alti solo 120 m. Benchè l'antenna sia di costruzione molto accurata, il valore del 70 per cento è da considerare assai alto; quindi le perdite spaziali sono molto piccole. Al contrario, una stazione che lavora per radiodiffusione con onda più corta, benchè abbia piloni relativamente più alti (si tratta di un'antenna vibrante in $\frac{1}{4}\,\lambda$), arriva al massimo al rendimento del 30-40 per cento.

La proporzione relativa della irradiazione spaziale in due antenne dello stesso tipo non è molto influenzata dalla conduttività del terreno. Non si va quindi incontro a grandi errori se si fa il confronto fra due antenne, paragonando le caratteristiche verticali calcolate con l'ipotesi di un terreno perfettamente conduttore, pur tenendo conto del fatto che il problema dipende strettamente dalle condizioni della attenuazione.

Poichè mancano ricerche sperimentali, possiamo concludere, dallo studio fatto, che l'antenna $\frac{1}{2}\lambda$ è la migliore fra quelle verticali, pur non essendo proprio l'ideale in relazione alle perdite spaziali.

Il vantaggio delle antenne alte non sta solo nella riduzione delle perdite spaziali, ma anche nella possibilità di ridurre il carico nella presa di terra, alla quale bisogna attribuire una parte notevole delle perdite. Questo è proprio il caso delle antenne alte che hanno piccola corrente al piede e risultano perciò assai vantaggiose. L'aumento

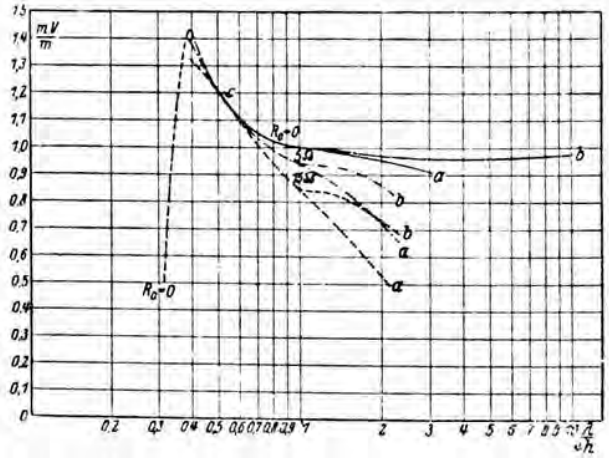


FIGURA 3. — Variazione teorica della intensità del campo presso il suolo, per una antenna verticale, con l'ipotesi di un terreno perfettamente conduttore, in funzione della resistenza risultante di terra al piede dell'antenna; si assume costante la somma della energia irradiata e di quella dissipata al piede dell'antenna: a) con bobina di allungamento nella parte bassa dell'antenna; b) con capacità terminale in alto; c) con condensatore di accorciamento o altro dispositivo equivalente.

dell'altezza dell'aereo presenta vantaggi anche sotto un altro punto di vista, e cioè la resistenza risultante cresce rapidamente col diminuire della lunghezza d'onda.

I risultati tecnici per antenne verticali, calcolati con la ipotesi di un terreno perfettamente conduttore, sono riportati in figura 3; è supposta costante la somma della potenza irradiata e di quella dissipata nella resistenza risultante, che per ipotesi è concentrata al piede dell'antenna.

Si vede facilmente che, quando la resistenza di terra è forte, un'antenna bassa porta inevitabilmente a un rendimente minore. La presa di terra è quindi cosa da non trascurarsi, anche se l'antenna è del tipo $\frac{1}{2}\lambda$, per quanto in questo caso la corrente al piede sia molto debole; una cattiva presa di terra è connessa al rischio di inclinare l'irradiazione verso l'alto.

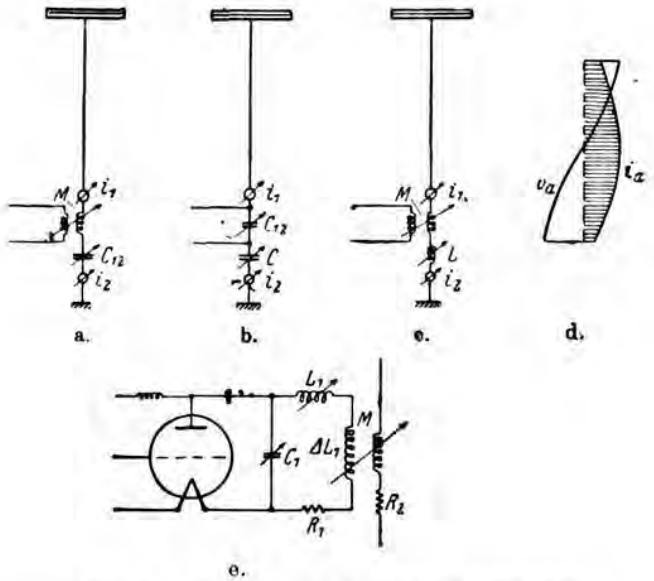


FIGURA 4. — Accoppiamento dell'antenna con il generatore.

a) Accoppiamento induttivo, condensatore di accorciamento $i_1 \geq i_2$;
b) » capacitativo, condensatore di accorciamento;
c) » induttivo, l'antenna ha una bobina di allungamento ed è eccitata in terza armonica $i \leq i_2$;
d) Relazioni fra correnti e tensioni in una antenna alta:

$$\frac{L_1}{C_1 R_{1\,eff}} = R_v \; ; \quad R_{1\,eff} = R_1 + \frac{X_m{}^2}{R_2}$$

e) Se l'accoppiamento è induttivo, $X_m = \omega M$; se è capacitativo, $X_m = \frac{1}{\omega C_{12}}$;
R_v residenza di carico ottima del trasmettitore.

Nelle antenne alte la resistenza è egualmente molto elevata, e si rende perciò necessaria la modifica del circuito di uscita del generatore, in modo da poter dare alla impedenza di accoppiamento il giusto valore. I vari casi possibili sono indicati in figura 4; si può

procedere in tre modi diversi per rendere possibile l'adattamento suddetto.

a) Condensatore di accorciamento.

b) Antenna con forte induttanza di allungamento, vibrante in terza armonica (1).

c) Circuito elevatore intermedio, col quale viene accoppiato il generatore o la ordinaria conduttura di alimentazione.

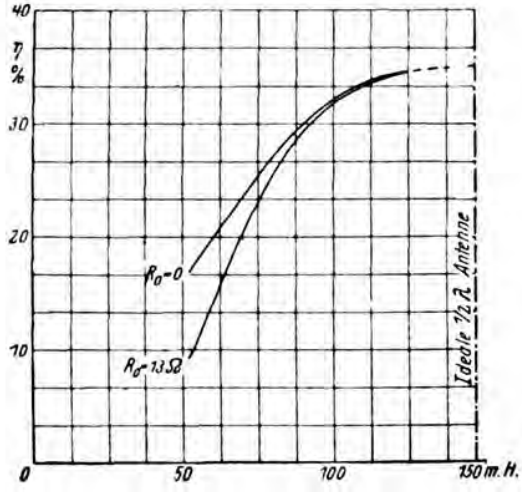


FIGURA 5. — Rendimento della irradiazione in funzione dell'altezza H dei piloni per $\lambda = 260 \div 270$ m e $R_0 = 0 \div 13\ \Omega$. Queste curve valgono abbastanza bene per antenne che non abbiano eccessiva capacità terminale.

Il primo metodo (antenna sperimentale II) non è attuabile con una antenna ideale $\frac{1}{2}\lambda$; con esso si ottiene che la corrente i_2 nella messa a terra diviene piccola in confronto a quella i_1, al di sopra della bobina di accoppiamento. La perdita a terra assume perciò

(1) A rigor di termini, non si tratta qui di una « armonica », poichè le vibrazioni superiori di un tale sistema oscillante aperto, a causa della bobina di allungamento, non assumono la caratteristica forma delle armoniche.

piccola importanza, benchè la corrente nel punto di alimentazione dell'antenna rimanga ancora elevata.

Col secondo metodo (antenna sperimentale III) si ottiene di mantenere molto piccola la corrente al punto di alimentazione, ma ciò è poco interessante in pratica, e si presta male al cambiamento della lunghezza d'onda; inoltre l'esperienza rivela che la corrente alla presa di terra diviene maggiore di quella al punto di alimentazione, quindi in realtà le perdite finiscono con l'essere maggiori. Queste considerazioni vanno però riferite all'antenna sperimentale, che era eccitata induttivamente, ma in generale non sono valide.

Il terzo metodo è conveniente quando vi è una conduttura di alimentazione.

Come conclusione delle misure, è riportato nella figura 5 il diagramma del rendimento in funzione delle varie altezze dei piloni che possono capitare in pratica, per la lunghezza d'onda di 270 m. La curva è di una grossolana approssimazione, poichè si appoggia a tre punti soli; tuttavia si può trarne con sufficiente sicurezza la conclusione che, quando l'antenna abbia raggiunto l'altezza $\frac{1}{3}\lambda$, il miglioramento ottenibile è già arrivato molto vicino al suo limite superiore. Questo valore dell'altezza corrisponde certamente al pratico optimum che si può desiderare per le onde più corte delle radiodiffusioni circolari e per carichi di antenna di quasi 10 kW. Nella figura 5 è anche tracciata una curva per $R_a = 0$, cioè per il caso in cui non vi sia alcuna perdita di terra.

Infine nella figura 6 sono tracciati i diagrammi della intensità di campo per le tre antenne in una determinata direzione, a partire dalla stazione sperimentale (indicata con H J O nella figura 1); i valori ottenuti di giorno e di notte sono gli stessi; eseguendo le misure a distanze maggiori, le curve si prolungano continuando a mantenere gli stessi rapporti fra loro. Se la curva di attenuazione del campo fosse la stessa in tutte le direzioni, l'isodina di 2 mV/m diverrebbe un cerchio di 14,7 km di raggio per l'antenna I; per le antenne II e III diverrebbe un cerchio di raggio 17,8 e 19 km rispettivamente. Con carichi di antenna eguali e con una lunghezza d'onda di 270 m, le superficie corrispondenti a questi cerchi stanno fra loro nei rapporti 1 : 1,47 : 1,67. Si vede dunque che l'uso di pi-

loni alti, ma non di altezza eccezionale (95 m di altezza per $\lambda = 270$ m) garantisce un aumento del 50 per cento delle superficie servite dalla stazione.

In altri termini, con l'uso di una antenna alta (con una resistenza di terra totale di 13 Ω) si rende necessaria una minore potenza nell'antenna; così per ottenere alla distanza di 14,7 km una

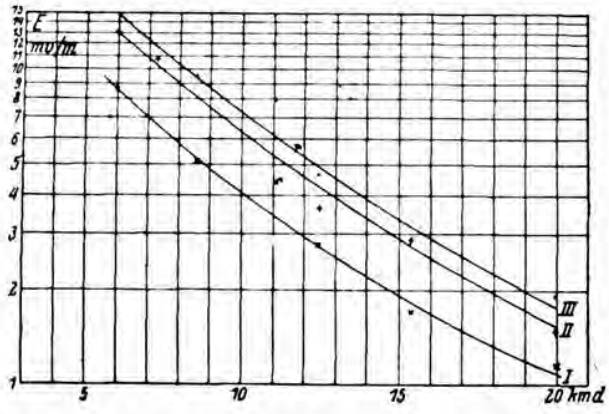


FIGURA 6. — Diagrammi della intensità di campo per le tre antenne sperimentali I, II, III nella direzione Karlsborg-Hjo.

intensità di campo di 2 m/Vm occorre solo 1/3 (con l'antenna II) e 1/2,3 (con l'antenna III) della potenza che è necessaria con l'antenna più bassa; e si sa d'altra parte che l'intensità di campo in un dato punto è proporzionale alla radice quadrata della potenza in aereo.

Questi risultati pongono nella giusta luce il problema del modo di ridurre la dispersione di energia. La questione di vedere fino a qual punto sia opportuno isolare i piloni alla base non può purtroppo essere qui trattata.

E. T. GLAS

(trad. dell'ing. U. TIBERIO)

RECENSIONI

Costruzione di ricevitori supereterodina a valvole schermate. C. H. W. NASON. *Radio Eng.*, v. 11, n. 2, febb. 1931, p. 40-42, fig. 1.

Vantaggi dei ricevitori supereterodina a valvole schermate. Caratteristiche delle parti componenti. Fedeltà di riproduzione. Schema di un moderno circuito supereterodina. Gli apparecchi di questo tipo si impongono in considerazione della necessità dell'elevata selettività, imposta dal numero considerevole delle attuali stazioni trasmittenti.

Un procedimento per la misura delle perdite nel ferro, per l'a. f. P. GLEBOW. *Elektrotechnische Zeit.*, v. 52, n. 7, 12 febb. 1931, pag. 205-209, fig. 9.

Comunicazione della ditta Lorenz, di Berlino. Il metodo di K. Schmidt è analizzato e confrontato con il metodo calorimetrico per mostrare che esso è più semplice, più rapido e che, molto probabilmente, può dare risultati più esatti.

Difficoltà nelle misure su radioricevitori. R. P. GLOWER. *Radio Eng.*, v. 10, n. 12, dic. 1931, pag. 42-43, fig. 3.

Difficoltà causate da inesatte concezioni del comportamento dei radioricevitori. Metodi di misura delle caratteristiche di apparecchi radioriceventi.

Condensatori elettrolitici. Caratteristiche e metodi per le misure relative. W. L. DUNN. *Radio Eng.*, v. 11, n. 1, genn. 1931, pag. 31-33, fig. 4.

Teorie del comportamento dei condensatori elettrolitici per radioricevitori. Misure.

Nuovo procedimento per la misura della capacità di piccoli condensatori. H. M. BARLOW. *Philosophical Mag. and Journ. of Science*, v. 11, n. 68, genn. 1931, p. 184-193, fig. 4.

Uno dei metodi migliori per la determinazione della capacità è quello che impiega un commutatore che permette di effettuare la carica e la scarica con periodicità esattamente determinate. Quando trattasi di condensatori di

capacità inferiore ai 100 microfarad, non sono, però, possibili esatte determinazioni. Per superare tale difficoltà è stato ideato un complesso di due valvole, in luogo del commutatore, nel quale la carica e la scarica del condensatore sono controllate con potenziali alternativamente positivi e negativi applicati alle griglie.

La questione del Gauss. C. O. MAILLOUX. *Rev. gen. de l'électr.*, v. 29, n. 4, genn. 1931, p. 125-132.

La commissione elettrotecnica internazionale, per risolvere la questione delle diverse concezioni del Gauss, nei diversi Paesi, ha adottato l'Oersted come unità C. G. S. di campo. L' A., che ha preso parte attiva alla discussione del congresso di Parigi del 1900, per l'accettazione del Gauss, discute l'attuale decisione.

Osservazioni sulle unità magnetiche. E. BRYLINSKI. *Bull. de la Soc. franç. des électr.*, v. 1, n. 1, genn. 1931, pag. 61-72.

Osservazioni sulle decisioni della riunione di Oslo della commissione elettrotecnica internazionale per la definizione delle unità magnetiche.

Un voltmetro a valvola a corrente alternata. W. WAGNER. *Q. S. T. Amateur Rad.*, v. 15, n. 2, febb. 1931, p. 14-16, fig. 3.

Note sull'utilità del voltmetro a valvola nei casi in cui non possono essere usati i voltmetri ordinari. Alcuni usi particolari dell'istrumento. Taratura.

Radio data charts. R. T. BEATTY. 1 vol. 8,5 × 11, disp. 82. American Radio Relay League ed., 1711, Park Street, Hartford, Connecticut.

Prezzo: doll. 1,50.

Serie di grafici per la soluzione, senza uso di notazioni matematiche, della maggior parte dei problemi relativi agli apparecchi radio riceventi.

Principii fondamentali per la determinazione della bontà dei radioricevitori. A. CLAUSIG. *Elektrische Nachrichtentechnik*, v. 7, n. 12, dic. 1930, p. 477-588, fig. 20.

La qualità dell'apparecchio deve determinarsi sopratutto in relazione alla amplificazione, rispetto alla f. e. m. d'antenna, alla lunghezza d'onda e alla selettività; la fedeltà di riproduzione in base alla estensione della distorsione lineare, in relazione alla f. e. m. d'antenna e alla frequenza di modulazione.

La resistenza di bobine ad alta frequenza. A. L. GREEN. *Experimental Wireless*, v. 8, n. 91, aprile 1931, p. 183-191, fig. 6.

Sono indicati metodi di misure di resistenza ad alta frequenza, che non richiedono procedimenti termici e l'uso di resistenze tarate. I metodi suddetti dipendono da condizioni di oscillazione di triodi e il più semplice di essi si vale di un oscillatore dinatron.

Radio antenne. A. F. MARTIN. *Radio Eng.*, v. 11, n. 4, aprile 1931, p. 39-41, fig. 7.

Teoria dei complessi d'antenna; proprietà in trasmissione e ricezione.

Selettività; trattazione matematica semplificata. B. de F. BAYLY. *Proc. Inst. Radio Engrs.*, v. 19, n. 5, maggio 1931, p. 873-879, fig. 4.

È data una semplice formula per la determinazione dell'aumento di tensione del circuito risonante, a differenti frequenze, in rapporto a quello della frequenza di risonanza.

Studio dell'amplificazione d'uno stadio a bassa frequenza a trasformatore in funzione della frequenza e dell'ampiezza. R. WATRIN. *Onde électrique*, v. 10, n. 110, febb. 1931, p. 81-96, fig. 12.

Analisi teorico-matematica.

Trasmissioni di televisione. R. BARTHELÉMY. *Onde électrique*, v. 10, n. 109, genn. 1931, p. 5-35, fig. 15.

Rivista dei diversi sistemi di analisi o scomposizione dell'immagine. Cellule fotoelettriche. Modulazione di onde portanti. Propagazione. Echi e interferenze.

Un radiogoniometro registratore; sue applicazioni per i parassiti atmosferici. R. BUREAU. *Comptes rendus de l'Académie des sciences*, v. 192, n. 3, genn. 1931, p. 170-172, fig. 2.

Modifiche apportate al registratore fotografico Ranzi, con lampada al neon, per permettere la registrazione, non solo delle variazioni del numero e della forza degli atmosferici, ma anche quelle della loro direzione. L'apparecchio è applicabile allo studio delle variazioni della direzione apparente di una stazione.

Esperimenti con un ricevitore a quarzo. A. PALMGREN. *Exp. Wireless*, v. 7, n. 92, maggio 1931, p. 250-252, fig. 4.

Risultati di esperienze svolte su uno stenodoradiostato.

I parassiti industriali e la ricezione radio. LEDUC. *Onde électrique*, v. 10, n. 110, febb. 1931, p. 49-71, fig. 8.

Necessità di provvedimenti legali per la protezione dei radio-ascoltatori. Risultati di esperienze, svolte nel «Laboratoire central d'électricité», riguardanti semplici apparecchi antiinterferenze e mostranti che certi disturbi possono essere facilmente eliminati con disposizioni preventive.

Proprietà elettriche del contatto metallo-solfuro di rame. J. CAYREL. *Onde électrique*, v. 10, n. 110, febb. 1931, p. 72-80.

Analisi chimica riguardante i fenomeni primari e secondari. Esperimenti con solfuro ramoso e solfuro ramico. Risultati.

Il procedimento Loth per la guida degli aeroplani mediante onde hertziane. *Le génie civil*, v. 98, n. 19, 9 maggio 1931, p. 473-475, fig. 5.

Discussione e critica di due procedimenti Loth, rispettivamente per la guida di aerei su una data traiettoria, mediante onde dirette, e per la guida durante l'atterraggio in caso di nebbia. Si conclude che non può essere dato un giudizio sulla applicabilità dei procedimenti descritti, in base alle semplici esperienze eseguite con modelli.

Un nuovo megaohmetro. W. JAEKEL. *V. D. I.*, v. 75, n. 11, 14 marzo 1931, p. 316, fig. 2.

Nuovo tipo di ohmetro Siemens e Halske, per misure d'isolamento di macchine elettriche e cavi, e per resistenze di alcune migliaia di megaohm.

L'accumulatore Drumm. *V. D. I.*, v. 75, n. 2, 10 genn. 1931, p. 48. *Engineering*, v. 130, n. 3374, 1930, p. 293.

Principali caratteristiche di un nuovo accumulatore elettrico alcalino che presenti, rispetto ai comuni tipi alcalini, minore resistenza interna, maggiore f. e. m. e minore sensibilità alla carica e scarica rapida. La particolarità principale consiste nella costruzione della placca negativa che, tuttavia, non è resa nota.

Il raddrizzatore al selenio. F. NOACH. *V. D. I.*, v. 75, n. 2, 10 genn. 1931, p. 48, fig. 3.

Nuovo raddrizzatore a secco, con elettrodo di selenio, costruito dalla Tekade di Norimberga. Rispetto ai raddrizzatori ad ossido di rame presenta una sensibilità costante e indipendente dalle variazioni di temperatura. Sono date le principali caratteristiche costruttive e le curve relative al comportamento.

Microfoni a condensatore e a carbone. Costruzione ed uso. W. C. JONES. *Bell Syst. Tech. Journ.*, v. 10, n. 1, genn. 1931, p. 46-62, fig. 11.

Cenni storici sullo sviluppo dei microfoni a carbone e dei microfoni a condensatore. Proprietà particolari dei due tipi e condizioni di preferenza di ciascuno. Descrizione dei modelli più recenti. Descrizione di alcune discrepanze fra teoria e pratica nella taratura. Circuiti di taratura.

Taratura assoluta dei microfoni a condensatore. L. J. SIVIAN. *Bell Syst. Tech. Journ.*, v. 10, n. 1, genn. 1931, p. 96-115, fig. 12.

Tra i diversi metodi seguiti o proposti per la taratura dei microfoni trasmettitori Wente, i più noti sono quelli cosidetti a pressione costante, o a pressione, e quelli a campo costante, o a campo. L'impiego dei procedimenti dell'uno o dell'altro gruppo è consigliato dal particolare uso a cui è destinato il microfono. L'A. espone e discute i metodi attualmente in uso e indica i vantaggi e gli svantaggi di ciascuno, dal punto di vista dell'applicazione del microfono. Segue una appendice teorica. Bibliografia.

I raddrizzatori di corrente a ossido di rame. J. BONFANTE. *Electriciens*, v. 47, n. 1510, 15 febb. 1931, p. 84-86, fig. 3.

Principii del funzionamento e caratteristiche di tre differenti tipi di elementi raddrizzatori « Elcon ». Oscillogrammi relativi.

Apparecchio per il tracciamento delle curve magnetiche. F. E. HOWORTH. *Bell Syst. tech. Jour.*, v. 10, n. 1, genn. 1931, p. 20-32, fig. 14.

Descrizione di un apparecchio per la registrazione fotografica delle curve dell'isteresi e della magnetizzazione iniziale. L'apparecchio comprende un flussometro ed un complesso a cellula fotoelettrica. La precisione dell'apparecchio è di molto superiore a quella del galvanometro balistico. Analisi della origine degli errori.

Ascolto e segretezza dei collegamenti. Col. MICHEM. *Bull. belge des sciences mil.*, v. 1, n. 4, aprile 1931, p. 359-390.

Esempio di ascoltazioni di trasmissioni, specialmente r. t., avvenute durante la guerra mondiale. Probabile organizzazione del servizio di ascoltazione nell'avvenire; si prevede l'impiego di posti divisionali. Accenno ai regolamenti, sul predetto servizio, presso gli eserciti francese, belga e tedesco. Preparazione di pace. Disposizioni per la segretezza dei collegamenti: fullerphone; luce invisibile; telefonia segreta; linguaggio convenzionale; procedimenti crittografici (vantaggi e difetti). Considerazioni sugli apparecchi crittografici meccanici.

Studi svolti durante la guerra mondiale sulla telefonia a raggi diretti. Dr. LOWENSTEIN. *Heerestechnik*, ottobre-novembre 1930.

Raggi ultravioletti e infrarossi. Telegrafia e telefonia a raggi infrarossi.

Un sensibile voltmetro a valvola, a 2 stadi, funzionante con corrente stradale. K. SCHLESINGER. *Zeit. f. tech. Physik*, n. 2, febb. 1931, p. 114-115.

Serve per tensioni da 0,05 a 0,8 V e per frequenze da 50 a 10.000 kc. Compensazione della tensione della rete per variazioni del 20 % in più o in meno. Sensibilità aumentata mediante accoppiamento rigenerativo.

Sulla misura del campo magnetico per mezzo dei raggi elettronici. E. BRUECKE. *Zeit. f. techn. Physik*, n. 2, febb. 1931, p. 94-103, fig. 13.

È discussa la possibilità della misura in oggetto. Speciale attenzione è portata al metodo, mediante il quale, per campi non omogenei tra 1 e 100 Gauss, il percorso curvo dei raggi elettronici è misurato punto per punto. Esempi diversi.

Congresso di Budapest della Unione internazionale di radiodiffusione (12-19 ott. 1930). M. ADAM. *Rev. gén. de l'électr.*, v. 29, n. 7, 14 febb. 1931, p. 273-275.

Rivista dell'attività dei diversi comitati.

Cours élémentaire de télégraphie et téléphonie sans fil. F. BEDEAU. 1 vol. di VIII-424 pag., con 330 ill. Lib. Vuibert, ed., Paris, Prezzo: Fr. 60.

È un libro dedicato agli studiosi che già hanno nozioni scientifiche e che desiderano farsi una idea chiara dello stato attuale delle radio-comunicazioni e conoscere i circuiti più moderni. Comprende, oltre alle nozioni più particolari delle radiocomunicazioni, cenni delle teorie più utili per lo studio delle radiocomunicazioni stesse.

Sviluppi e problemi della radiotecnica. K. SOHNEMANN. *V. D. I.*, v. 75, n. 6, 7 febb. 1931, p. 175-177, fig. 3.

Caratteristiche della propagazione delle onde elettriche. Influenza della densità di distribuzione dei trasmettitori. Mezzi per migliorare la ricezione a grande distanza. Collegamenti ad onde corte. Televisione.

Radiofonia a onde corte a una sola banda laterale di frequenza. *Engineering*, v. 131, n. 3411, 29 magg. 1931, p. 709-711, fig. 4.

Caratteri e vantaggi della telefonia a semplice banda di frequenza. Difficoltà di applicazione alle onde corte. Vantaggi particolari, nel caso delle onde corte, nei riguardi della attenuazione, della selettività ecc.

Descrizione del sistema per telefonia a onde corte a banda unica, ideato dall'ingegnere inglese A. H. REEVES, sperimentato il 21 maggio 1931 a Parigi. Risultati di esperienze.

Esperienze per il collegamento radiofonico con onde ultracorte tra Douvres e Calais. P. L. *Le Génie civil*, v. 98, n. 18, 2 maggio 1931, p. 449-451, fig. 7.

Il 31 marzo 1931 si sono svolte, con buoni risultati, esperienze di collegamento radiofonico duplice tra capo Blanc-Nez (Calais) e la baia Marguerite (Douvres), a circa 49 km, con onde di 18 cm. Sono esposte brevemente le caratteristiche ed i procedimenti di generazione di tali onde e descritti, con l'ausilio di fotografie, gli apparecchi a riflettore impiegati. Sono, infine, accennate le possibili applicazioni delle onde ultracorte.

Le applicazioni delle cellule fotoelettriche. M. BAKER. *Electrical Review*, 31 ott. e 7 nov. 1930, *Le génie civil*, v. 98, n. 18, 2 maggio 1931, p. 652-653, fig. 2.

Principii del funzionamento della cellula fotoelettrica. Proprietà. Applicazioni industriali. Nuovi tipi sensibili al rosso, al verde ed al turchino e loro possibili applicazioni alla riproduzione d'immagini colorate.

Lo stato attuale della televisione. F. SCHROETER e H. LUX. *V. D. I.*, v. 75, n. 8, 21 febb. 1931, p. 237-239, fig. 7.

Studii a carattere divulgativo. Scopi dello sviluppo della televisione. Trasmissione su onde ultracorte. Disposizioni diverse per la trasmissione e la ricezione (analizzatori, cellule fotoelettriche, ecc.). Perfezionamento della sensibilità delle cellule fotoelettriche. Mezzi di sincronizzazione. Problemi relativi allo sviluppo della televisione. Riduzione della banda di frequenza.

Sulla teoria del dinatron. Y. ITO. *Elektr. Nachr. Technik*, v. 8, n. 1, genn. 1931, p. 23-30, fig. 10.

Per lo studio del comportamento del dinatron si è ricorso alla decomposizione della resistenza interna in tre resistenze fondamentali, introdotte nel circuito esterno. Si considerano vari casi, tra i quali quello del dinatron di A. W. Hull.

Sui microfoni a carbone. M. GRUETZMACHER e P. JUST. *Elektr. Nachrichten Technik*, v. 8, n. 3, marzo 1931, p. 104-114, fig. 19.

Misure e analisi riguardanti il campo acustico di costante pressione, nella banda udibile.

Moderni trasmettitori a controllo con quarzo. Complesso per radiodiffusione a 1320 kc. F. GERTH e W. HAHNEMANN. *Elektr. Nachrichten Technik*, v. 8, n. 3, marzo 1931, p. 131-134, fig. 3.

Complesso per radiodiffusione a 1320 kc della ditta Lorenz, per il ministero delle poste tedesco. Mediante la speciale costruzione del quarzo e del termostato, la costanza della frequenza è superiore a 1/1.000.000.

Ricerche sperimentali sugli schermi metallici in un campo elettromagnetico. W. SEILER. *Zeit. f. Hochfrequenztechnik*, v. 37, n. 3, marzo 1931, p. 79-89, fig. 25.

Apparecchio per la misura del campo intorno a dipoli, schermi e griglie metalliche. Esperienze. I risultati sono esposti mediante grafici.

Caratteristiche magnetiche di una valvola a tre elettrodi. J. VOELKER. *Zeit. f. Hochfrequenztechnik*, v. 37, n. 3, marzo 1931, p. 89-98, fig. 14.

Apparecchio per lo studio delle caratteristiche magnetiche dei triodi. Svolgimento di esperienze. Osservazioni teoriche. Tipi di valvole e loro caratteristiche. Dipendenza della caratteristica dalla posizione della valvola nel campo magnetico. Influenza della caduta di tensione, nel filamento, sulla caratteristica. Caratteristiche in presenza di campi magnetici alternati. Caratteristica delle valvole Habann, a gas, ecc.

Caratteristiche di oscillazione del magnetron di Hull, della valvola Habann e della valvola a griglia schermata.

Sulla tecnica della trasmissione e ricezione di onde ultracorte, modulate con diverse alte frequenze. M. v. ARDENNE. *Zeit. f. Hochfrequenztechnik*, v. 37, n. 1, genn. 1931, p. 12-15, fig. 7.

Schema di modulazione a una e a più frequenze. Discussione della modulazione contemporanea a diverse frequenze. Eliminazione dei disturbi. Disposizioni per la ricezione di onde ultracorte a modulazione multipla. Demodulazione.

Sull' accoppiamento superigenerativo. H. KOHN. *Zeit. f. Hochfrequenztechnik*, v. 37, n. 2, febb. 1931, p. 51-58, fig. 13 e n. 3, marzo 1931, pag. 98-105, fig. 18.

Dipendenze dell'amplificazione dalla frequenza, dallo smorzamento, ecc. Apparecchi e ricerche sperimentali. Risultati di esperienze. Teoria generale ed equazioni relative.

Misura della resistenza a c. a. dei dielettrici liquidi. D. H. BLACK. *Zeit. f. Hochfrequenztechnik*, v. 36, n. 6, 1930, p. 217-219, fig. 1.

Il metodo descritto non richiede alcuna precauzione nei riguardi della perdita di capacità.

Alcune note sulle misure di intensità di campo. A. L. GREEN. *Exp. Wireless*, v. 8, n. 89, febb. 1931, p. 61-69, fig. 3.

Riferisce su tentativi di misure di intensità di campo, sino a 0,5 mV per m, con apparati non schermati. Pur non essendosi raggiunta la necessaria esattezza, i risultati possono essere utili per successivi sviluppi.

Telefonia ad onde ultra corte dirette. Cap. P. ANCELME. *Rev. d'artillérie*, v. 107, n. 3, marzo 1931, p. 298-303, fig. 5.

Riassunto di parte di un articolo pubblicato su *Heerestechnik* (ottobre-novembre 1930).

Tratta di alcuni apparecchi del Ludenia e del Barkhausen.

Il radiotelefono. Cap. H. R. PIERCE. *Coast artill. Journ.*, v. 74, n. 2, febb. 1931, p. 155-156, fig. 1.

Descrive brevemente un sistema escogitato per unire tra loro, con collegamenti parte su linee telefoniche ordinarie e parte radiotelefonici, i forti Williams, Preble e Mc. Kinley (Portland - Maine), durante l'interruzione di un cavo sottomarino.

Trasmettitore a valvole, per onde corte, trasportabile. BREVETTO LORENZ. D. R. P. 513.184, classe 21a, gruppo 9, del 26 genn. 1927, pubblicato il 24 nov. 1930.

Negli apparecchi trasportabili viene, per semplicità, diminuito il numero dei circuiti accordati rendendo aperiodico il circuito d'antenna o quello anodico. Tale disposizione richiede, però, una regolazione dell'accoppiamento tra i due predetti circuiti. Maggiore semplicità è ottenuta, nel trovato, applicando in serie, nel circuito di antenna, due condensatori variabili a comando unico. Le armature del condensatore superiore sono collegate alle corrispondenti di un condensatore fisso del circuito anodico, attraverso due derivazioni comprendenti ciascuna un condensatore fisso.

Direttore responsabile: Prof. G. VANNI.

ESERCITO E NAZIONE

:: :: RIVISTA PER L'UFFICIALE ITALIANO :: ::

:: :: :: (IN SERVIZIO ATTIVO ED IN CONGEDO) :: :: ::

TECNICA MILITARE VOLGARIZZATA - STORIA - ARTE - ECONOMIA, ecc.
Rubriche fisse: AVVENIMENTI DEL MESE - NOTIZIARIO MILITARE ESTERO - NOTE BIBLIOGRAFICHE - CORRISPONDENZA COI LETTORI - SPIGOLATURE

Direttore: **ALBERTO BALDINI**

Esce in fascicoli mensili riccamente illustrati di circa 100 pagine.

Prezzo di ogni fascicolo { In Italia e Colonie . L. 4,50 / All'Estero . . . . L. 12,00

ABBONAMENTI PER L'ANNO 1931 (1)

Italia e Colonie . L. 22,00 | Estero . . . . L. 60,00

DIREZIONE ed AMMINISTRAZIONE - Via Napoli (PALAZZO DEL MINISTERO DELLA GUERRA) - ROMA

(1) Aggiungere L. 1 per la quietanza e relativa tassa di previdenza giornalistica (come da disposizioni di legge).

RIVISTA D'ARTIGLIERIA E GENIO

PERIODICO MILITARE MENSILE ILLUSTRATO

Direzione: Via degli Astalli, N. 15 - Roma (117)

Telefoni: Soc. Tel. Tirrena 64 200; militare 2129 — C/c Postale 1/8447

CONDIZIONI DI ABBONAMENTO PER IL 1931-IX

(LXX ANNATA)

Comandi, uffici, circoli, enti militari . . . . . L.	**30,00**
Ufficiali ed assimilati . . . . . »	**24,00**
Non militari, in Italia e Colonie . . . . . »	**50,00**
Estero . . . . . »	**75,00**

Ogni fascicolo separato: in Italia L. **6**, all'estero Lit. **12**; doppio L. **10**, all'estero Lit. **18.**

Per la spedizione all'indirizzo privato, aggiungere L. **1** per ogni fascicolo separato o L. **6** per tutta l'annata.

N.B. - Ai prezzi sopra indicati viene concessa la riduzione del 10% solo per l'interno del Regno.

BIBLIOTECA NAZIONALE VITT. EMAN.
ATTI UFFICIALI
11
12

10° - N. 5. Settembre - Ottobre 1931 - A. IX.

ISPETTORATO DELL'ARMA DEL GENIO
DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito

SOMMARIO:

A. LO SURDO. - Lampade termoioniche con caduta di potenziale sulla griglia.

F. AMOROSO. - La 2ª Riunione del Comitato Consultivo Internazionale Radioelettrico a Copenaghen.

- A) Programma della seconda Riunione del Comitato Consultivo Internazionale Radioelettrico.

- B) Pareri emessi dal Comitato Consultivo Internazionale Radioelettrico. *(continua)*.

K. SCHLESINGER. - Un divisore di tensione capacitativo con compensazione del carico e le sue possibilità d'impiego. (Traduz. di S. GUASTALLI).

— - Recensioni.

Condizioni per l'anno 1931
(Volume di oltre 240 p.)

Nel Regno d'Italia e Colonie

Abbonamento	L. 12
Un numero separato	» 3
Abbonamento ridotto per ufficiali e assimilati	» 8

Nei paesi dell'Unione Postale

Abbonamento	Franchi oro 10
Un numero separato	» » 2

Inviare l'importo a mezzo vaglia alla DIREZIONE DELL'ISTITUTO R. T. ED E. DEL GENIO MILITARE - Viale Mazzini, N. 8 — ROMA (149).

Roma, Tipo-Lit. Off. Mil. di R.T. ed E.

:: La direzione del **Bollettino** non risponde delle opinioni espresse dagli autori che abbiano firmato o contrassegnato i loro scritti. :: :: :: :: :: :: :: ::

:: I manoscritti non si restituiscono. :: :: :: ::

:: Gli articoli pubblicati vengono retribuiti; agli autori saranno inoltre date gratuitamente **25** copie di estratti, se trattisi di articoli inediti, e **10** negli altri casi. :: ::

Anno 10° - N. 5. Settembre-Ottobre 1931 - A. IX.

ISPETTORATO DELL'ARMA DEL GENIO
DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito

Diretto dal Prof. G. VANNI



Lampade termoioniche con caduta di potenziale sulla griglia (1)

SOMMARIO. — *Nelle ordinarie valvole accese con corrente continua, il potenziale del filamento decresce da un estremo all'altro; siccome per contro la griglia ha potenziale uniforme, ne risulta uno sfruttamento ineguale della emissione ed una diminuzione del potere amplificatore. Costruendo la griglia in modo opportuno, e facendovi circolare una corrente che produca lungo di essa una variazione di potenziale eguale a quella del filamento, si può avere una utilizzazione uniforme della emissione ed un aumento notevole di efficienza.*

La caduta di potenziale che la corrente di accensione produce lungo il filamento di una lampada termoionica è un elemento che ha notevole influenza sulla forma delle caratteristiche della lampada stessa.

La corrente di placca, dovuta agli elettroni che passano attraverso alle maglie della griglia, si può considerare come risultante dalla somma delle correnti elementari delle singole maglie. Col variare del potenziale della griglia queste correnti elementari non variano però tutte insieme allo stesso modo poichè la caduta di potenziale del filamento perturba non uniformemente l'azione dei vari elementi di griglia sugli elettroni ad essi vicini. Col crescere

(1) Nota presentata nella seduta del 12 aprile 1931 della R. Accademia nazionale dei Lincei.

del potenziale della griglia gli elettroni devono quindi cominciare ad uscire dalle maglie che si trovano vicine all'estremo negativo del filamento, poi dalle maglie via via più lontane lungo il filamento, e per ultimo da quelle prossime all'estremo positivo.

In conseguenza di questo comportamento non uniforme delle diverse parti dello spazio filamento-griglia, l'incremento del potenziale della griglia, occorrente per ottenere un dato aumento dell'intensità della corrente di placca, deve crescere col crescere della



Fig. 1.



Fig. 2.

caduta di potenziale lungo il filamento; questa caduta deve quindi abbassare la conduttanza mutua della lampada.

Per constatare questo fatto e per studiare la possibilità di correggere l'effetto della caduta di potenziale del filamento ho ideato delle lampade nelle quali la griglia è costituita da un conduttore di forma opportuna in cui si può far passare una corrente; regolando l'intensità ed il senso di questa corrente si può attenuare od esaltare la non uniformità di comportamento delle varie parti dello spazio filamento-griglia.

La fig. 1 rappresenta il filamento e la griglia di una lampada

che può servire a questo scopo. Il filamento rettilineo $F\,F'$ è circondato da una griglia formata da fili rettilinei $G\,G'$ disposti secondo le generatrici di un cilindro avente per asse il filamento e ripartiti uniformemente attorno a questo. I fili di griglia sono tutti riuniti in parallelo mediante due anelli che collegano elettricamente tutti gli estremi che stanno da una stessa parte; questi anelli sono messi in comunicazione, attraverso ad un reostato regolabile con una pila (1).

Se nella griglia non passa corrente, cioè se la griglia è equipotenziale come nelle lampade ordinarie, la differenza di potenziale fra un punto della griglia e quello ad esso più vicino del filamento ha un valore che varia in modo continuo da un estremo all'altro.

Facendo passare nella griglia una corrente dello stesso senso di quella che passa nel filamento si produce una caduta di potenziale che, regolando opportunamente l'intensità della corrente, diminuisce la differenza fra le tensioni di griglia corrispondenti alle varie sezioni normali dello spazio filamento-griglia.

Una corrente in senso contrario accresce invece quella differenza.

La costruzione della lampada descritta avanti ha presentato in pratica delle notevoli difficoltà, sopratutto in relazione al fatto che i fili di griglia devono esser fatti con materiale di resistenza specifica notevolmente maggiore di quella del filamento. Perciò, dopo varî tentativi e pur avendo ottenuto qualche risultato promettente, specialmente con una griglia fatta di fili di nichel-cromo dello spessore di $^1/_{20}$ di millimetro, ho preferito adottare in un secondo tempo una griglia di forma differente. Nelle lampade di questo tipo il filamento rettilineo $F\,F'$ (fig. 2) è circondato da una griglia elicoidale $G\,G'$ che ha per asse il filamento stesso. La corrente che passa in questa griglia elicoidale produce una caduta di potenziale che, in direzione parallela al filamento, si ottiene attraverso ad un percorso di lunghezza tanto maggiore per quanto più grande è il rapporto fra la lunghezza di una spira e il passo. Ho potuto così adoperare un filo di resistenza specifica dello stesso ordine di quella del filamento.

---

(1) Attorno a questa griglia è disposta coassialmente una placca di forma cilindrica che non è rappresentata nella figura.

Nella fig. 3 sono rappresentate alcune caratteristiche *corrente di placca-tensione di griglia* ottenute con una lampada di questo tipo, nella quale tanto il filamento quanto la griglia erano fatti di filo di tungsteno di mm. 0.2 di spessore (1).

Le dimensioni degli elettrodi di questa lampada sono le seguenti:

Lunghezza della parte emittente del filamento . . .	mm. 28 circa
Altezza della griglia a spirale (misurata secondo l'asse)	mm. 42 »
Passo della spirale	mm. 1
Diametro della spirale	mm. 5
Diametro della placca	mm. 50
Altezza della placca	mm. 40

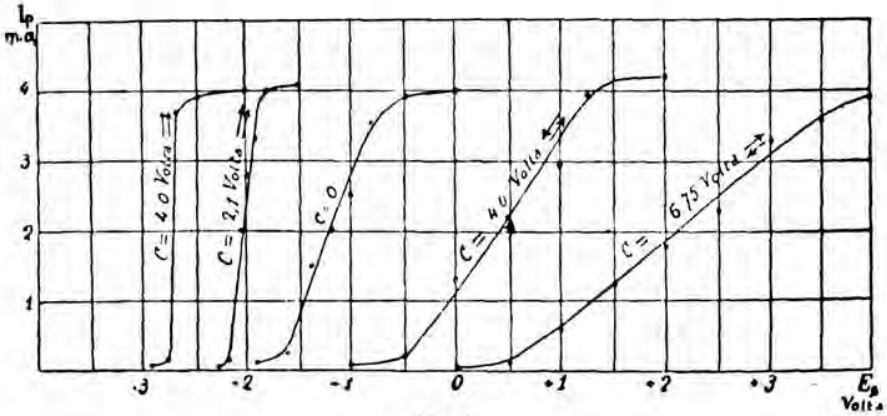


Fig. 3.

Le caratteristiche ottenute, come si vede nella fig. 3, hanno confermato le previsioni che mi avevano indotto a fare queste esperienze. La caduta di potenziale C lungo la griglia, quando è dello stesso verso di quella del filamento e non supera un certo valore, fa più ripido il tratto centrale della caratteristica, cioè aumenta la

(1) Nella fig. 3, C rappresenta la caduta di potenziale sulla griglia: i segni $\rightarrow$ $\overrightarrow{\leftarrow}$ indicano che essa ha rispettivamente verso uguale o contrario della caduta di potenziale sul filamento. La tensione di placca, 90 volt è la stessa per tutte e cinque le caratteristiche.

conduttanza mutua della lampada: produce l'effetto inverso quando è di senso opposto.

Debbo avvertire però che le caratteristiche qui riportate rappresentano questo fenomeno solo qualitativamente e non quantitativamente, poichè nelle esperienze fatte coi primi modelli di lampade non ho ancora potuto eliminare l'influenza perturbatrice della flessibilità della spirale.

Ma l'interesse che, a mio giudizio, presenta il risultato ottenuto, il quale lascia intravedere la possibilità di un aumento notevole del potere amplificatore delle lampade termoioniche, mi ha spinto a dare notizia di questa ricerca senza attendere i risultati che si potranno ottenere in condizioni migliori, in seguito ad esperienze per le quali prevedo che occorrerà ancora qualche tempo.

Prof. A. LO SURDO

della R. Università di Roma

La 2ª Riunione del Comitato Consultivo Internazionale Radioelettrico

a COPENAGHEN

(27 maggio – 8 giugno 1931)

SOMMARIO. — *Breve riassunto dei lavori della 2ª Riunione del Comitato consultivo internazionale radioelettrico svoltasi a Copenaghen dal 27 maggio all'8 luglio 1931. Dopo aver accennato alle più importanti questioni trattate in quella riunione, come quelle relative alle misure delle lunghezze d'onda ed alla taratura degli ondametri, alla propagazione delle onde e. m. ed alla eliminazione dei disturbi di natura elettrica nei ricevitori radioelettrici, si mette in evidenza la sempre maggiore importanza assunta dal Comitato.*

La 2ª Riunione del Comitato Consultivo Internazionale Radioelettrico (C. C. I. R.) ha avuto luogo a Copenaghen dal 27 maggio all'8 giugno u. s.; ad essa hanno partecipato una quarantina di delegazioni dei diversi stati del mondo e degli enti ed organizzazioni varie interessate al progresso della tecnica radioelettrica: Unione Radioelettrica Scientifica Internazionale (U. R. S. I.), Unione Radiofonica Internazionale (U. R. I.), Comitato consultivo internazionale delle comunicazioni telegrafiche, Comitato consultivo internazionale delle comunicazioni telefoniche, Sezione delle comunicazioni e del transito della Società delle Nazioni, Ufficio internazionale dell'Unione telegrafica, con un complesso di oltre duecento delegati.

Le questioni discusse durante i lavori di detta riunione furono, in complesso, 25, e precisamente le 7 presentate alla chiusura della 1ª Riunione all'Aja (1), ed altre 18. presentate all'Ufficio internazionale di Berna dalle varie Amministrazioni dopo la chiusura della Riunione dell'Aja; l'elenco di tali questioni è riportato nell'allegato A. Esse erano state studiate in precedenza dagli esperti delle Amministrazioni e degli Enti partecipanti alla Riunione, che avevano comunicato all'Ufficio di Berna i risultati dei

(1) Vedi *Bollettino R. T. del R. Esercito* 1929, n. 5, e 1930, n.ri 1, 2, 3.

propri studi; l'Ufficio di Berna, d'accordo con l'Amministrazione danese organizzatrice della Riunione, aveva curato la distribuzione di tali studi, a tutti i partecipanti alla Riunione.

La documentazione in tal modo raccolta risulta del massimo interesse. Alcune delle questioni trattate rivestono la più grande importanza per lo sviluppo della tecnica radioelettrica; esse sono state studiate con la cura più scrupolosa, ed esaminate da tutti i punti di vista, cosicchè si può, senza esitare, affermare che la raccolta completa dei documenti relativi alla Riunione di Copenaghen, come già quelli relativi alla prima Riunione del C. C. I. R. tenuta all'Aja, costituisce una guida di grandissima utilità, ed in molti casi indispensabile, per i tecnici delle radiocomunicazioni.

Notevolissimo, a tale riguardo, il contributo portato dall'Italia. Per la questione 5, concernente la taratura degli ondametri, l'Amministrazione italiana, che come è noto era stata alla Riunione dell'Aja designata come amministrazione centralizzatrice, aveva presentato uno studio, completo ed esauriente in tutti i suoi differenti aspetti, su detta questione, che costituisce uno dei più complessi e delicati problemi della tecnica delle radiocomunicazioni. Detto studio riscosse l'ammirazione ed il plauso di tutte le delegazioni; basterà dire che il Prof. Dye, autorevole membro della delegazione inglese e del quale è ben nota la competenza in materia, definì lo studio presentato dall'Italia come un « documento prezioso ». Le conclusioni contenute in tale studio vennero tutte approvate integralmente, salvo qualche piccolissima variante di forma.

Di notevole interesse furono poi le discussioni sulle varie questioni poste all'ordine del giorno; per molte di esse, come per es. quella relativa alla taratura degli ondametri, fu possibile arrivare a conclusioni che permettono di considerarle, nelle attuali condizioni della tecnica radioelettrica, come esaurite.

Altre invece, o perchè la documentazione raccolta non venne riconosciuta esauriente, o perchè si constatò che l'esperienza di cui attualmente i tecnici dispongono non era sufficiente, vennero rimandate alla prossima riunione del C. C. I. R. Tra le questioni più importanti trattate e discusse, oltre a quelle relative alle misure di frequenza ed alla taratura degli ondametri, furono quelle relative

all'organizzazione di un servizio commerciale di radiotelefonia tra stazioni mobili e reti terrestri ed al coordinamento radiotelefonico tra stazioni fisse e telefonia su reti terrestri, quella relativa alla stabilità dei trasmettitori, quella relativa alla razionale distribuzione delle frequenze tra i vari servizi radioelettrici da assicurare, tenendo conto dei progressi della tecnica delle radiocomunicazioni e delle differenti condizioni di propagazione e quella relativa all'eliminazione dei disturbi di natura elettrica nei ricevitori. Di notevole interesse fu pure la revisione di alcuni pareri emessi alla 1ª Riunione dell'Aja, come quelli relativi alla definizione di potenza di un trasmettitore, alla tolleranza dei trasmettitori ecc.

Molto interessante fu la discussione sulla questione 11, relativa alla distribuzione della frequenza tra i vari servizi radioelettrici, per la quale avevano presentato studi rimarchevoli, tra gli altri, la Germania, la Francia, gli Stati Uniti d'America e l'Unione Internazionale di Radiodiffusione (U. R. I.). Notevolissimo tra tutti quest'ultimo, che contiene un esame completo ed esauriente della propagazione delle onde e. m. in relazione ai bisogni ed alla necessità della radiodiffusione ed è ricco di grafici e tabelle, che riassumono il poderoso lavoro sperimentale fatto al riguardo dalla detta Unione.

È importante notare a questo proposito che il C. C. I. R. non doveva procedere a nessuna distribuzione di frequenze tra i vari servizi, per non oltrepassare i compiti ad esso affidati, distribuzione che, come è noto, può essere fatta solamente dai congressi internazionali, e quindi verrà fatta a Madrid nel prossimo anno; il C. C. I. R. doveva limitarsi, nella riunione di Copenaghen, a stabilire quali fossero, in base alle condizioni tecniche delle radiocomunicazioni e tenuto conto delle condizioni di propagazione, le bande di frequenza più opportune per i differenti servizi da assicurare. Il quesito aveva carattere perciò eminentemente tecnico, ma la questione tecnica era strettamente collegata con quella di carattere pratico della distribuzione delle onde tra i vari servizi, la quale dava luogo necessariamente ad un conflitto di interessi tra le diverse Amministrazioni ed organizzazioni esercenti i differenti servizi. Non appena iniziata la discussione si intuì subito che difficilmente si sarebbe potuto raggiungere un accordo su di esso,

perchè troppo lontani erano i punti di vista delle varie delegazioni; alcune di esse infatti consideravano come della massima importanza un determinato servizio e quindi erano portate a far riconoscere la necessità di assicurarne ad esse una grande banda di frequenza, mentre invece altre delegazioni non riconoscevano a tale servizio grande importanza, e davano invece maggior importanza ad altri servizi; qualche volta poi i vari membri delle delegazioni non erano d'accordo tra di loro. Durante la discussione si delineò, sia pure celatamente, sotto la parvenza di discrepanze di carattere tecnico, il conflitto specialmente tra gli interessati al servizio della radiodiffusione e gli interessati allo sviluppo sempre maggiore del servizio radio-marittimo, tutti miranti in definitiva ad un aumento delle bande di frequenza attualmente assegnate ai rispettivi servizi. Notevole il fatto che la necessità di aumentare la larghezza delle gamme assegnate alla radiodiffusione fu propugnata molto efficacemente oltre che dalla delegazione della Unione Radiofonica Internazionale, anche da quella della Russia (U. R. S. S.), la quale, per ragioni di carattere politico, fa molto affidamento sulla radiodiffusione.

Si constatò quindi che la questione non era ancora a punto per poter essere risolta definitivamente, e fu pertanto riconosciuta la necessità di continuare gli studi e le esperienze in proposito, sulla base di uno speciale e dettagliato programma che venne concordato.

Venne pertanto affidato all'amministrazione inglese l'incarico di analizzare, coordinare e riassumere gli studi in proposito fatti dalle varie Amministrazioni, col mandato preciso di presentare il rapporto d'insieme all'Ufficio internazionale di Berna prima del 1° maggio 1932, affinchè esso possa servire alla preparazione dei lavori per la Conferenza di Madrid. Non si può non riconoscere come tale studio sistematico delle condizioni di propagazione delle onde nelle differenti parti dello spettro delle frequenze e delle condizioni tecniche della loro utilizzazione per i differenti servizi riveste la più grande importanza, sia dal punto di vista scientifico che dal punto di vista pratico; è da ritenere quindi che esso contribuirà in notevole misura al progresso della tecnica delle radiocomunicazioni.

Altra questione molto importante discussa fu quella relativa alla eliminazione delle correnti parassite nei ricevitori dovute ai disturbi di carattere elettrico. È noto che tale questione aveva già dato luogo ad una viva discussione alla 2ª Conferenza dell'energia di Berlino, durante la quale si manifestò un vivo contrasto tra gli elettrotecnici ed i radiotecnici. In sostanza la tesi propugnata da questi ultimi era che i disturbi di natura elettrica nei ricevitori radioelettrici non possono essere eliminati, agendo sui ricevitori stessi, e ciò a causa della natura stessa del disturbo che, essendo di natura impulsiva, e quindi per il teorema di Fourier scomponibile in una serie di impulsi elementari delle varie frequenze, agisce non su una sola frequenza, ma su tutta la gamma di frequenze del ricevitore. Per eliminare i disturbi, secondo tale tesi, occorre agire all'origine stessa del disturbo, cioè sull'apparato elettrico che lo produce. Gli elettrotecnici invece sostenevano che, con tale conclusione, si sarebbe venuti ad intralciare e danneggiare grandemente l'industria elettrica, senza nemmeno raggiungere i risultati desiderati di eliminazione dei disturbi nei ricevitori radioelettrici. Tale scopo può essere invece più facilmente ottenuto, secondo l'opinione degli elettrotecnici, con provvedimenti da prendersi dagli esercenti le stazioni radioelettriche trasmittenti e cioè aumentando la potenza di dette stazioni trasmittenti, e con una razionale scelta della lunghezza d'onda di trasmissione che dovrebbero essere orientate verso la parte inferiore dello spettro (onde corte).

È bene osservare anzitutto che l'adozione di tali provvedimenti propugnati dagli elettrotecnici darebbe luogo, in pratica, a gravissimi inconvenienti. Infatti l'aumento della potenza dei trasmettitori, specialmente di quelli radiofonici, aumenterebbe notevolmente il pericolo d'interferenza tra le varie trasmissioni e fu anzi appunto per evitare tale pericolo, che nella prima Riunione del C. C. I. R. venne emesso il parere (Parere N. 27) che la potenza dei trasmettitori radiofonici venisse limitata a circa 100 kW. Così, pure, non sarebbe possibile far convergere in generale la gamma assegnata ai vari servizi verso la parte inferiore dello spettro; se poi si volesse limitare la difesa contro i disturbi di natura elettrica ad un solo servizio, quello delle radio diffusioni, è bene osservare

che la sostituzione della gamma attualmente ad essi assegnata con altra gamma di onde corte recherebbe un fierissimo colpo allo sviluppo di tale servizio, dovendosi sostituire tutti i milioni di apparati riceventi, oggi esistenti in tutti i paesi del mondo.

Mentre poi questi inconvenienti si produrrebbero inevitabilmente è molto poco probabile che si riuscirebbe ad avere l'eliminazione dei disturbi di natura elettrica nei ricevitori adottando i sopraccennati provvedimenti suggeriti dagli elettrotecnici.

Anche per tale questione fu riconosciuto che era necessario di continuare gli studi, intesi in sostanza ad accertare nella maniera più evidente ed indubbia se fosse possibile o meno eliminare i disturbi di natura elettrica nei ricevitori agendo direttamente sugli apparati di ricezione.

Così pure venne deciso di continuare gli studi e le esperienze intese a determinare la selettività e stabilità dei ricevitori, in vista dell'interesse essenziale che tali questioni hanno per poter fissare gli intervalli tra le frequenze delle stazioni che lavorano su frequenze vicine.

Nel presente numero del Bollettino viene iniziata la pubblicazione dei pareri emessi dal Comitato; in seguito verranno elencate le nuove questioni in studio per la prossima riunione del C. C. I. R. È da notare che l'Amministrazione italiana è stata designata come amministrazione centralizzatrice per quattro di tali questioni e come collaboratrice per altre cinque.

Notevole in questa riunione il contributo riconosciuto ed apprezzato portato dalla delegazione italiana; all' Italia è stata infatti affidata la presidenza di una delle sei Commissioni, in cui è suddiviso il Comitato, e della Sottocommissione incaricata della questione degli ondametri e della frequenza; inoltre membri della delegazione italiana sono stati chiamati a far parte di tutti i più importanti comitati formati, per discutere le questioni più complesse e presentare i relativi pareri da sottoporre alle commissioni, per l'approvazione.

Per l'importanza e la complessità delle questioni trattate e di quelle in studio può affermarsi che, senza dubbio, l' opera del C. C. I. R. è stata quanto mai proficua e che questo risponde effettivamente ad un bisogno realmente sentito. È da ritenersi inoltre

che, in considerazione della necessità di coordinare il traffico radioelettrico nei diversi paesi e per i più differenti servizi, in modo da evitare i disturbi che facilmente possono avere origine e gli inconvenienti della più varia natura che possono nascere, esso acquisterà sempre maggiore importanza.

Ten. col. F. AMOROSO

A) - Programma della seconda Riunione del Comitato Consultivo Internazionale Radioelettrico

(C. C. I. R.)

QUESTIONE N. 1.

Organizzazione d'un servizio commerciale di radiotelefonia tra stazioni mobili e rete terrestre.

Quali sono i mezzi più convenienti dal punto di vista della tecnica per assicurare la buona organizzazione di un servizio commerciale di radiotelefonia, particolarmente a grande distanza, raccordante delle stazioni mobili - e specialmente delle navi portanti passeggeri - con le reti telefoniche pubbliche ?

QUESTIONE N. 2.

Coordinamento della radiotelefonia tra stazioni fisse con la telefonia su rete terrestre.

Coordinamento della radiotelefonia tra stazioni fisse colla telefonia su rete terrestre con particolare riguardo alle seguenti questioni:

a) qual'è il metodo più conveniente per misurare i rumori nelle condizioni speciali di un circuito radiotelefonico ?

b) quale deve essere il limite massimo tollerabile del rumore misurato con questo metodo ?

c) quale strumento potrebbe convenire per permettere allo speciale operatore, che si trova al punto di giunzione tra il collegamento radiofonico e il circuito metallico, di misurare il volume della voce ?

QUESTIONE N. 3.

Stabilizzazione dei trasmettitori.

Studio e perfezionamento dei metodi dei quali dispone la tecnica per mantenere costante la frequenza di un trasmettitore.

QUESTIONE N. 4.

Paragone dei campioni di frequenza.

Studio e perfezionamento dei metodi per il paragone dei campioni di frequenza.

QUESTIONE N. 5.

Taratura degli ondametri.

Taratura degli ondametri.

QUESTIONE N. 6.

Riduzione dei disturbi nelle bande comuni di frequenza al di sopra di 6000 kc/s.

Studio dei metodi da adottare per ridurre i disturbi nelle bande comuni ai servizi fissi e mobili al di sopra di 6000 kc/s (lunghezza d'onda inferiore ai 50 m).

QUESTIONE N. 7.

Riduzione della banda di frequenza di un trasmettitore.

Studio delle possibilità tecniche di ridurre la banda di frequenza occupata da un trasmettitore, con soppressione parziale della banda delle frequenze emesse (vale a dire, per es., emissione di una banda laterale solamente o di una banda laterale e dell'onda portante) per i differenti tipi di emissione e per i tipi di servizio.

QUESTIONE N. 8.

Soppressione delle armoniche e tolleranza ammissibile per la loro intensità.

Quali misure bisogna prendere per sopprimere le armoniche dei trasmettitori, e qual'è la tolleranza ammissibile per l'intensità di queste armoniche?

QUESTIONE N. 9.

Tolleranza di sovramodulazione nei trasmettitori telefonici.

Quale tolleranza di sovramodulazione si può ammettere nei trasmettitori telefonici?

QUESTIONE N. 10.

Significato del termine " valore efficace della corrente „ nella definizione della potenza di un trasmettitore e misura di questo valore.

È desiderabile che il significato del termine « valore efficace della corrente », che figura nella definizione della potenza di un trasmettitore, data dal C. C. I. R. nel parere n. 5, nella sua prima riunione, e la maniera di misurare questo valore vengano nettamente precisati.

QUESTIONE N. 11.

Ripartizione delle bande di frequenza.

Quali sono, secondo i recenti progressi della tecnica delle radiocomunicazioni e tenendo conto delle condizioni di propagazione, le bande di frequenza meglio appropriate ai bisogni particolari dei diversi servizi radioelettrici da assicurare ?

QUESTIONE N. 12.

Annullamento delle correnti negative nei trasmettitori ad arco.

Metodi da seguire per annullare le correnti negative nei trasmettitori ad arco.

QUESTIONE N. 13.

Annullamento delle correnti parassite nei ricevitori.

Metodi da seguire per annullare le correnti parassite nei ricevitori.

QUESTIONE N. 14.

Attribuzione delle bande di frequenza alla radiotelefonia intercontinentale a grande distanza.

È desiderabile di riservare qualche banda di frequenza esclusivamente per la radiotelefonia intercontinentale a grande distanza.

QUESTIONE N. 15.

Coordinamento della radiotelefonia con la telefonia senza fili.

È desiderabile di modificare il 2° paragrafo del parere emesso dal C. C. I. telefonico, concernente il coordinamento della radiotelefonia con la telefonia con fili nel servizio telefonico internazionale, il quale parere è aggiunto come annesso al parere n. 29 emesso dal C. C. I. R. nella prima riunione dell'Aia, nel senso che, nel caso di condizioni radioelettriche sfavorevoli, sarà tollerato di fare dei prolungamenti della comunicazione radiofonica con circuiti a quattro fili.

QUESTIONE N. 16.

Precisione nella indicazione delle frequenze.

Precisione con la quale le frequenze in kc/s e le lunghezze d'onda in metri debbono figurare nelle liste delle frequenze e negli altri documenti ufficiali pubblicati dall'Ufficio internazionale della Unione telegrafica.

QUESTIONE N. 17.

Revisione della tabella di tolleranza stabilita nella prima riunione del C. C. I. R. (Parere n. 14).

Revisione e precisazione della tabella di tolleranza delle frequenze data nel parere n. 14 della prima riunione del C. C. I. R. all'Aia.

QUESTIONE N. 18.

Informazioni da pubblicare nella lista delle frequenze.

Revisione e precisazione del parere n. 19 emesso nella prima riunione del C. C. I. R. all'Aia, concernente le informazioni che devono essere pubblicate dall'Ufficio internazionale della Unione telegrafica.

QUESTIONE N. 19.

Rapporto tra selettività e stabilità di frequenza dei sistemi ricevitori da una parte, e separazione di frequenza tra le stazioni trasmittenti dall' altra.

Rapporto tra selettività e stabilità di frequenza dei sistemi riceventi radioelettrici, utilizzati nei differenti servizi, da una parte, e separazione di frequenza tra stazioni trasmittenti dall'altra.

QUESTIONE N. 20.

Soppressione delle emissioni non essenziali.

Studio delle possibilità tecniche che permettano la soppressione delle emissioni non essenziali al tipo della comunicazione effettuata dalle stazioni di differenti categorie.

QUESTIONE N. 21.

Proposte del C. C. I. R. da sottomettere alla conferenza di Madrid.

Elaborazione delle proposte del C. C. I. R. da sottomettere alla Conferenza radiotelegrafica di Madrid.

QUESTIONE N. 22.

Attribuzione di un indicativo di chiamata per ogni frequenza utilizzata nei servizi fissi.

Allorquando due o più frequenze sono impiegate da una stazione del servizio fisso, ognuna deve essere designata da un indicativo di chiamata distinto, che non sarà utilizzato che per questa particolare frequenza.

Ogni indicativo di chiamata è indicato nella colonna rispettiva della nomenclatura delle stazioni fisse e terrestri, riguardo alla frequenza alla quale è attribuito. Inoltre l'indicativo di chiamata che corrisponde ad ogni frequenza registrata deve figurare nelle colonne rispettive della lista delle frequenze.

Se il medesimo trasmettitore è utilizzato per l'emissione di due o di più frequenze, o se il numero degli indicativi di chiamata di tre caratteri è insufficiente, è permesso, per distinguere ogni frequenza, di utilizzare e di notificare un indicativo di chiamata comune, composto di tre caratteri seguiti da una cifra (le cifre 0 ed 1 essendo escluse).

QUESTIONE N. 23.

Classificazione del sistema telefonico assicurante il collegamento di un treno in marcia con la rete telefonica con fili.

Si deve considerare come sistema di comunicazione radioelettrica, ai termini della Convenzione radiotelegrafica internazionale, un sistema telefonico che assicuri il collegamento di un treno in marcia con la rete telefonica con fili, a lunga distanza, col metodo detto induttivo, che impiega frequenze portanti della banda di 75 a 125 kc/s, la trasmissione con fili di una linea collocata lungo la via essendo effettuata con l'aiuto di una antenna collocata sul tetto di un vagone e la ricezione avendo luogo con l'ausilio della linea di fili e di un quadro.

QUESTIONE N. 24.

Lista dei simboli.

Compilazione e pubblicazione, nelle differenti lingue, di una lista di simboli con descrizione, che si riferiscono alla tecnica della telefonia senza fili.

QUESTIONE N. 25.

Vocabolario radiotecnico.

Compilazione e pubblicazione, nelle principali lingue, di un vocabolario radiotecnico.

B) - Pareri emessi dal Comitato Consultivo Internazionale Radioelettrico[1]

(C. C. I. R.)

PARERE N. 30. - RITARDO NELL'INVIO DELLE PROPOSTE PER LE RIUNIONI DEL C. C. I. R.

Il C. C. I. R., riconoscendo la necessità di stabilire dei termini fissi per l'invio delle proposte da discutere nelle sue riunioni,

emette il parere:

che nessuna questione possa essere compresa nel programma di una riunione del C. C. I. R., se essa non è stata trasmessa alla Amministrazione organizzatrice almeno 3 mesi prima della data della riunione.

PARERE N. 31. - INVIO DELLE PROPOSTE RIGUARDANTI LE QUESTIONI NON RISOLTE E LE QUESTIONI NUOVE.

Il C. C. I. R., considerando:

1 - che la prossima riunione del C. C. I. R. avrà luogo dopo la Conferenza di Madrid,

2 - che tutte le questioni poste dovranno essere sottomesse alla Conferenza di Madrid,

emette il parere:

che le questioni inserite alla chiusura di questa riunione nella lista delle questioni in studio, siano trattate nel più breve tempo possibile da parte delle amministrazioni centralizzatrici in collaborazione con le amministrazioni e le imprese private interessate. Tutte le proposizioni, che saranno pronte prima del 1° maggio 1932

---

(1) Pei precedenti 29 pareri, vedi *Bollettino R. T. del R. Esercito*, 1930, nn. 1, 2, 3.

e tutte le questioni nuove che potranno essere presentate prima della detta data, saranno inviate all'Ufficio internazionale per essere comunicate a tutte le amministrazioni e compagnie interessate.

PARERE N. 32. - PROCEDURA NORMALE D'INVIO DEI RAPPORTI SULLE QUESTIONI IN STUDIO.

Il C. C. I. R., constatando che sarebbe utile prescrivere delle regole per precisare a chi devono essere inviati i rapporti sulle questioni in studio,

emette il parere:

che quando lo studio di una questione è stato affidato ad una Amministrazione centralizzatrice, è a questa Amministrazione che tutte le Amministrazioni e tutti gli enti devono inviare direttamente una copia del loro rapporto su tale questione, 5 mesi avanti la data della riunione del C. C. I. R., affinchè la detta amministrazione ne possa tener conto nel suo rapporto e nelle sue proposte.

Resta inteso però che le amministrazioni e gli enti sono liberi di inviare copia del loro rapporto anche all'Ufficio internazionale, qualora essi desiderino che tali rapporti siano comunicati immediatamente e separatamente a tutte le amministrazioni e compagnie interessate.

PARERE N. 33. - PROPOSTE DEL C. C. I. R. PER LA CONFERENZA RADIOTELEGRAFICA DI MADRID.

Il C. C. I. R., non potendo arrivare ad un accordo in merito alla questione di sapere se può presentare esso stesso dei progetti di modifica del Regolamento radiotelegrafico internazionale, sulla base dei pareri che esso ha espresso,

suggerisce:

che i pareri emessi nella presente riunione del C. C. I. R. siano portati prima del 1° luglio 1931 a conoscenza di tutte le amministrazioni e compagnie per cura dell'Ufficio internazionale. Il detto ufficio è pregato di inserire i pareri emessi dalle due riunioni del C. C. I. R. (Aja, 1929 e Copenaghen, 1931) nel fascicolo delle proposte per la Conferenza mondiale di Madrid come appendice.

PARERE N. 34. - ORGANIZZAZIONE D' UN SERVIZIO COMMERCIALE DI RADIOTELEFONIA TRA STAZIONI MOBILI E RETE TERRESTRE.

Il C. C. I. R., considerando:

che è possibile organizzare un servizio commerciale di radiotelefonia tra stazioni mobili e rete terrestre,

che i dati di cui si dispone attualmente permettono di indicare con una certa precisione le condizioni tecniche e di esercizio da realizzare per l'istituzione di tale servizio,

emette il parere:

che sia desiderabile che questo servizio sia stabilito ed esercitato in conformità delle raccomandazioni contenute nell' annesso seguente.

ANNESSO 1 AL PARERE N. 34. - RACCOMANDAZIONI RELATIVE ALL' ORGANIZZAZIONE DI UN SERVIZIO COMMERCIALE DI RADIOTELEFONIA TRA STAZIONI MOBILI E RETE TERRESTRE.

1 - Di massima dovrà servirsi di onde portanti comprese tra 3000 e 23.000 kc/s (100 a 13 metri); in zone ravvicinate, si possono ugualmente utilizzare onde portanti comprese tra 1500 e 3000 kc/s (200 e 100 metri).

2 - Nel caso che si utilizzi l' onda diretta, piuttosto che l'onda riflessa, sarà in generale opportuno porre la stazione terrestre in vicinanza del mare.

3 - I trasmettitori terrestri devono possedere la più grande potenza possibile. Invece per i trasmettitori di bordo si raccomanda di non sorpassare in telefonia una potenza dell' ordine di 2 kW, allo scopo di mantenere entro limiti ammissibili l' azione del trasmettitore sui ricevitori della stazione di bordo.

4 - Su terra, si utilizzeranno, per quanto è possibile, antenne direttive per la trasmissione e per la ricezione.

È desiderabile che l'apertura del fascio di tali antenne sia la più piccola consentita dal servizio delle stazioni. Sarà talvolta possibile ridurre il numero delle antenne necessarie a bordo delle navi, scegliendo dei tipi che permettano d' impiegare parecchie

frequenze per antenna, tanto per l'emissione che per la ricezione (per es. dei semplici dipoli).

5 - È particolarmente importante in questo servizio di mantenere le variazioni di frequenza della stazione terrestre in conformità del parere n. 41. Questi limiti si applicano ugualmente alle stazioni di bordo.

6 - Il tempo necessario per effettuare un cambiamento di onda nelle stazioni di terra e di bordo dovrà essere il più breve possibile; questo tempo non dovrebbe sorpassare i 5 minuti.

7 - I ricevitori di bordo devono possedere una grande sensibilità ed una grande selettività e devono essere provvisti di dispositivi per compensare i fenomeni di evanescenza. Nelle stazioni di bordo, che utilizzano un' antenna di tipo semplice e per le zone nelle quali l'intensità del campo ricevuto è compresa tra 20 e 5000 microvolt per metro, è necessario e possibile assicurare un volume conveniente e sufficientemente costante della voce. È desiderabile che il ricevitore presenti, per le frequenze comprese fra 250 e 2750 c/s, una caratteristica praticamente orizzontale.

8 - Allo stato attuale della tecnica, è necessario sistemare a bordo le antenne di emissione e di ricezione il più lontano che è possibile le une dalle altre.

9 - È importante evitare quanto più è possibile i disturbi provenienti dall'azione dell'onda portante di trasmissione sui posti riceventi, come pure quelli provenienti dai parassiti elettrici di bordo.

10 - Per il montaggio a bordo, sarà spesso sufficiente servirsi del montaggio nel quale il telefono e il microfono sono separati; invece a terra si raccomanda di applicare tutte le misure che sono impiegate nel servizio radiotelefonico tra stazioni fisse a grandi distanze e che hanno lo scopo di impedire la produzione di effetti di eco ed il passaggio del rumore di fondo del ricevitore nel trasmettitore terrestre. Quando il servizio sarà effettuato in una zona ravvicinata, si potrà eventualmente rinunciare ad un qualsiasi dispositivo comandato dalla voce.

11 - Nel caso che s'impieghino due frequenze portanti, differenti per i due sensi di un collegamento, è desiderabile che queste

frequenze non siano troppo distanti l'una dall'altra. Si devono allora assegnare ad ogni stazione terrestre almeno tre coppie di frequenze per il traffico con le stazioni di bordo. Ogni stazione di bordo dovrà disporre, in generale, in un dato momento, di un numero di coppie di frequenze uguale al numero delle stazioni terrestri con le quali desidera corrispondere. Per la utilizzazione di queste diverse frequenze, si dovrà stabilire un programma che tenga conto della distanza, dell'ora e della stagione.

12 - La ripartizione delle frequenze dovrà essere effettuata in maniera che l'interferenza fra telefonia e telegrafia sia quanto più piccola è possibile. A questo scopo sembra desiderabile sistemare, in una banda determinata (banda mobile, banda comune dei servizi fissi e mobili e - nel caso in cui la banda mobile sia adiacente ad una analoga banda comune - l'insieme di queste due bande adiacenti), le frequenze assegnate alle stazioni terrestri per i servizi telegrafici e telefonici al centro di tale banda, e le frequenze utilizzate a bordo alle estremità di detta banda e precisamente le frequenze del servizio telegrafico dalla parte delle basse frequenze, e le frequenze del servizio telefonico dalla parte delle frequenze elevate.

Gli scarti minimi delle frequenze dovranno, per quanto è possibile, essere i seguenti:

SERVIZI	Scarto minimo delle frequenze
Telefonia di bordo - telefonia della stazione costiera . .	3 %
Telefonia di bordo - telegrafia di bordo	3 %
Telefonia di bordo - telegrafia della stazione costiera. .	3 %
Telefonia della stazione costiera - telegrafia di bordo .	3 %
Telegrafia della stazione costiera - telegrafia di bordo .	1 %
Telefonia della stazione costiera - telegrafia della stazione costiera	0,5 %
Telegrafia di bordo - telegrafia di bordo	0,4 %

Nel caso in cui venga utilizzata una sola frequenza per le due direzioni di un collegamento radiofonico, questa frequenza

dovrebbe essere scelta fra le frequenze ammissibili delle stazioni di bordo, secondo le indicazioni sopra date.

13 - Le massime larghezze delle bande necessarie per canale telefonico per effettuare un servizio di buona qualità sono, all'incirca, le seguenti per diversi valori della frequenza portante:

Frequenze portanti in kc/s	Larghezza massima della banda di comunicazione in kc/s	Tolleranza massima delle frequenze (1)	Banda di protezione in kc	Larghezza totale massima del canale telefonico in kc/s (2)
3000	6	2,4	2,0	10,4
4000	6	3,2	2,0	11,2
6000	6	4,8	3,0	13,8
8000	6	6,4	4,0	16,4
13000	6	10,4	6,0	22,4
17000	6	13,6	8,0	27,6
22000	6	17,6	10,0	33,6

(1) Le tolleranze sono state stabilite con il parere n. 41 del C. C. I. R. e precisamente per le stazioni terrestri nell'intervallo compreso tra 1500 e 23.000 kc/s: 0,04 per mille.

(2) È desiderabile di lavorare entro limiti piuttosto ristretti.

14 - Deve essere inteso che le suddette raccomandazioni si applicano, nell'intenzione del C. C. I. R., alle navi per passeggeri provviste di installazioni efficaci, affinchè le amministrazioni o compagnie interessate le ammettano ad entrare in comunicazione con stazioni della loro rete telefonica pubblica.

(continua)

Un divisore di tensione capacitativo con compensazione del carico e le sue possibilità d' impiego [1]

SOMMARIO. — *Si descrive un divisore o attenuatore di tensione a capacità, per misure su radioricevitori. L' apparecchio è provvisto di apposita schermatura delle capacità, la quale permette di ottenere riduzioni quantitative di tensione sino a circa 1 : 15.000, oltre la riduzione iniziale inevitabile, e di giungere a riduzioni assolute sino a circa 1 : 10^6 .*

Inoltre, l'apparecchio, con una particolare derivazione di compensazione, può conservare costante il carico dal lato del primario. Per conseguenza il divisore può essere unito a piccoli generatori per misura, con tensione fortemente variabile.

L'impiego dell'apparecchio riesce molto semplice, specialmente per la possibilità di variare l'attenuazione in modo continuo.

Quali principali applicazioni sono accennate: misure di amplificazione; determinazione della sensibilità dei radioricevitori; studio delle caratteristiche dei circuiti oscillanti; misure di smorzamento; misure delle costanti dielettriche; taratura di altri divisori; costituzione e misura di piccole capacità e di tensioni campione; aumento della indipendenza degli amplificatori dalla frequenza, ecc. È descritto l'uso particolare dell'apparecchio nei vari casi.

I. — Compiti e requisiti dei divisori di tensione.

I divisori o attenuatori di tensione sono apparecchi indispensabili nella tecnica delle misure ad alta frequenza, specialmente in unione agli amplificatori. Il loro compito principale è quello di ricavare da tensioni di valore facilmente misurabile, fornite da ordinari generatori, tensioni campione estremamente basse e esattamente tarate.

Tali tensioni ridotte servono, in particolare, per la misura del grado di amplificazione, della sintonia e della sensibilità dei radioricevitori; gli attenuatori sono, d'altra parte, impiegati anche per il controllo quantitativo della intensità di ricezione.

---

(1) Traduzione di una comunicazione del laboratorio di M. v. Ardenne apparsa sul periodico *Zeitschrift fuer Hochfrequenztechnik*, v. 36, n. 5, nov. 1930 pagg. 190-196.

In considerazione appunto dei particolari impieghi ora accennati gli attenuatori devono soddisfare ai seguenti requisiti (1):

1) - Indipendenza della attenuazione dalla frequenza della tensione da ridurre.

2) - Grande campo di riduzione.

3) - Continuità di regolazione della attenuazione in tutto il campo considerato.

4) - Minima attenuazione iniziale.

5) - Costanza di carico del generatore di tensione.

Nel presente articolo sarà descritto un attenuatore a sistema puramente capacitativo, che ha la prerogativa di soddisfare contemporaneamente, almeno per il campo complessivo delle alte e medie frequenze che si presentano nella tecnica, a tutti i requisiti sopra accennati.

La indipendenza dalla frequenza deve essere particolarmente completa nel campo da circa 10^7 a 10^4 periodi. Nei riguardi della bassa frequenza si può osservare che l'accennata indipendenza viene a mancare soltanto nel caso che la conduttanza dell'isolamento risulti all'incirca dello stesso ordine di grandezza della suscettanza capacitativa dell'apparecchio. Poichè, tuttavia, si possono avere isolamenti con resistenza anche di 10^{10} ohm, così si può concludere che, anche con le più piccole capacità, dell'ordine di circa 0,01 cm, la frequenza può influire sul funzionamento dell'attenuatore soltanto quando essa scende al disotto 10^4 periodi. Nei riguardi delle onde più corte si osserva, invece, che l'esistenza d'un limite massimo di frequenza per la predetta indipendenza è dovuta, innanzi tutto, alla produzione di una concentrazione del campo sulle piastre del condensatore ed alla conseguente riduzione della capacità statica a quella dinamica; in secondo luogo è dovuta anche alla reattanza induttiva dei conduttori. Il primo fenomeno si presenta, come mostra il calcolo (2), soltanto con frequenze dell'ordine di grandezza di

---

(1) Vedi anche: M. v. Ardenne, *Verstaerkermesstechnik*, Berlino, 1928, pagg. 37-47.

(2) F. Ollendorf: *Grundlagen der Hochfrequenztechnick*, Berlino, 1926, pag. 50.

oltre 10^9 periodi e non ha quindi importanza per le misure correnti. La reattanza induttiva, d'altra parte, ha una certa influenza soltanto con onde di lunghezza così ridotta da far assumere alle reattanze capacitative valori dell'ordine di grandezza di 1 ohm. Impiegando capacità di non oltre 2000 cm, anche tale limite risulta esterno al campo delle onde corte normalmente impiegate.

Il campo di attenuazione del divisore capacitativo può essere esteso sino a 1 : 15.000, quando si ricorra ad opportune schermature delle capacità; in tale campo l'attenuazione è regolabile con continuità. Le dimensioni dell'apparecchio risultano piccole e maneggevoli se si dà all'armatura mobile la forma di rotore.

La necessità di avere una attenuazione iniziale di valore minimo possibile fissa direttamente, in base alla relazione che accenneremo più innanzi, il valore massimo della capacità regolabile di passaggio, giacchè le capacità di carico vengono stabilite praticamente in modo da risultare superiori a quelle degli istrumenti connessi all'attenuatore stesso. Accenneremo sin d'ora che, calcolando su 1000 cm di capacità di carico, su una attenuazione iniziale di 1 : 10 e su un campo normale di attenuazione regolabile, si ottiene, per la capacità di passaggio, un campo di variabilità da 100 a 0,01 cm. Questo ultimo valore si può ottenere, come ben si comprende, soltanto con opportuna schermatura delle armature che vengono a trovarsi adiacenti durante la manovra dell'apparecchio.

Un difetto del divisore capacitativo è rappresentato dall'influenza esercitata, sulla attenuazione, dalla capacità degli apparecchi connessi ai morsetti d'utilizzazione del divisore. Durante lo svolgimento delle misure, si può tuttavia determinare facilmente tale influenza misurando la capacità in questione con lo stesso attenuatore; allo scopo, questo viene regolato in modo da ottenere le stesse deviazioni negli strumenti indicatori applicati al lato d'uscita dell'attenuatore, prima e dopo l'applicazione degli apparecchi d'utilizzazione. Nota tale capacità, il vero rapporto di riduzione può essere subito ricavato dalla curva di taratura per funzionamento a vuoto.

La costanza di carico verso il generatore è una prerogativa del divisore ohmico. Nel divisore capacitativo, invece, essa può essere ottenuta soltanto con una particolare compensazione del carico, sul genere del sistema del condensatore differenziale, che è stata appunto

applicata all'attenuatore qui descritto. Tale provvedimento è indispensabile quando l'apparecchio è usato per scopi di misura, poichè soltanto con la compensazione è possibile ottenere una curva di taratura, che determini in modo esatto le tensioni di uscita.

II. — Lo schema dell'attenuatore compensato.

La figura 1 mostra, in modo schematico, il circuito del divisore di tensione capacitativo. Si distingue un rotore con due elettrodi foggiati a piastra, 1 e 2, il quale gira di fronte ad uno statore; questo è pure costituito da due piastre, 3 e 4, oltre una lastra

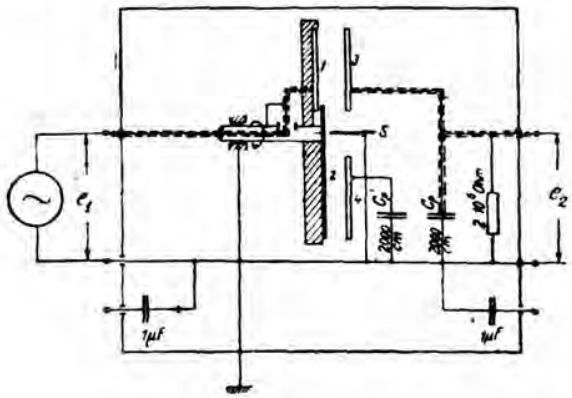


FIGURA 1.

Schema del divisore di tensione per alta frequenza, con attenuazione variabile con continuità e compensazione del carico.

schermo, S, disposta tra di esse. Il rapporto assoluto di attenuazione è definito dalla capacità C_{1-3} e dalla capacità in parallelo C_p, in base alla relazione:

$$u = \frac{C_{1-3}}{C_p + C_{1-3}}$$

Il valore di C_p è determinato dalla condizione che esso risulti, in prima approssimazione, maggiore delle capacità parassite, per poter evitare la correzione del valore u. Se si sceglie quindi $C_p = 2000$ cm, per cui con capacità parassite sino a 100 cm si incorre al massimo in errori del 5 %, e ci si attiene alla condizione

di avere una attenuazione iniziale u_0 più piccola possibile (circa 1:20, vedi parte 1 e 3), si perviene ad una capacità utilizzabile, C_{1-3}, di circa 100 cm. Ora, dovendo il campo della attenuazione regolabile essere spinto sino a circa 1:10.000, ne risulta che la capacità minima tra le armature 1 e 3 deve essere di 0,01 cm. Capacità così ridotte si possono realizzare, come già si è detto, soltanto ricorrendo all'impiego di armature intermedie schermanti.

La piastra di terra 2 e lo schermo S servono appunto a questo scopo. Più lo schermo S è avvicinato al rotore 2, più piccolo risulta il flusso passante, per dispersione, da 1 verso 3, quando l'apparecchio è regolato nella posizione di minima capacità, nella quale la piastra 1, collegata al generatore, risulta disposta di fronte alla piastra compensatrice 4. La distanza S-2 è molto critica, e la costruzione del divisore deve essere così precisa da permettere sempre la riduzione di tale distanza a circa 0,1 mm.

Si deve inoltre tener conto del fatto che, con la rotazione, il passaggio dell'intero campo di regolazione si effettua molto rapidamente. Effettivamente la piastra 2 agisce in modo che, quando 1 si allontana da 3, la capacità C_p viene aumentata in modo continuo della capacità C_{2-3}, così che il rapporto di attenuazione diminuisce più rapidamente di quanto diminuisca la sola capacità C_{1-3}.

I conduttori che vanno alle piastre 1 e 3 devono, come ben si comprende, essere schermati, poichè altrimenti la capacità tra i conduttori può superare facilmente la minima capacità di C_{1-3}. La schermatura è effettuata con tubi (non con tessuto metallico) in modo che essa è efficace anche per la bassa frequenza.

Nelle misure di precisione anche i collegamenti verso il generatore e verso l'apparecchio utilizzatore devono esser metallicamente schermati.

Le capacità parassite possono essere sufficentemente ridotte distanziando i morsetti sulla cassa del divisore (vedi fig. 5). Nelle predette misure di precisione e nel caso si impieghino schermature, è anche opportuno determinare la capacità di queste, verso terra, ed aggiungerle a C_p, onde ottenere il vero valore di u.

Nella figura 1 è pure visibile la derivazione di compensazione la quale ha lo scopo di mantenere costante la capacità verso terra dal lato del primario. Tale capacità è costituita dalla somma delle

capacità c_{1-3}, c_{1-2}, c_{1-4}. La piastra 4 ha soltanto lo scopo di compensare le perdite di capacità rispetto a 3; essa è quindi collegata a terra attraverso il condensatore $C'_p = C_p$.

La figura 2 mostra che, malgrado tale compensazione, esiste sempre un certo errore naturale. Nella stessa figura, $C_{1\,eff}$ e $C_{2\,eff}$ rappresentano le capacità risultanti tra la piastra del rotore 1 e terra, sopra entrambi i rami del compensatore, in dipendenza dell'angolo di rotazione. Soltanto nel caso del corto circuito ($C_p = \infty$), la somma

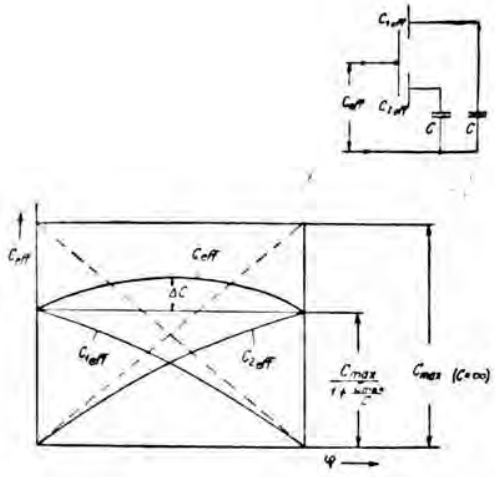


FIGURA 2.
Errore naturale nella compensazione capacitativa del carico.

di queste capacità rimane costante. Invece, nelle condizioni considerate la capacità risultante è massima nella posizione intermedia del rotore. L'errore ha il seguente valore:

$$\frac{\triangle C}{C} = \frac{C_{max}}{2\,C_p}$$

Se l'attenuazione ha in parallelo, dal lato del primario, un circuito in risonanza, questo errore, che nel caso dei dati esposti ammonta a circa il 2 %, può aumentare in conseguenza dell'aumentata pendenza laterale della curva di risonanza.

Si può ovviare in parte a questo inconveniente applicando un carico capacitativo al generatore. Però, nei casi in cui l'attenuatore

non sia incluso, dal lato d'entrata, in un sistema a risonanza acuta, è esclusa una incostanza della tensione del generatore.

La figura 3 mostra lo schema di un attenuatore universale a capacità di carico variabili. Mediante un commutatore bipolare a tamburo, le capacità dal lato dell'uscita possono essere introdotte nel sistema di compensazione, inserendovi contemporaneamente capacità di corrispondente valore.

Il commutatore, grazie alla sua speciale costruzione, ha reattanza induttiva sempre inferiore alla reattanza capacitativa $\frac{1}{\omega C_p}$ dei condensatori. L'apparecchio citato permette di eseguire tutte le operazioni indicate nella parte V^a, senza ricorrere a condensatori suppletivi, mentre, con la disposizione normale, rappresentata nella

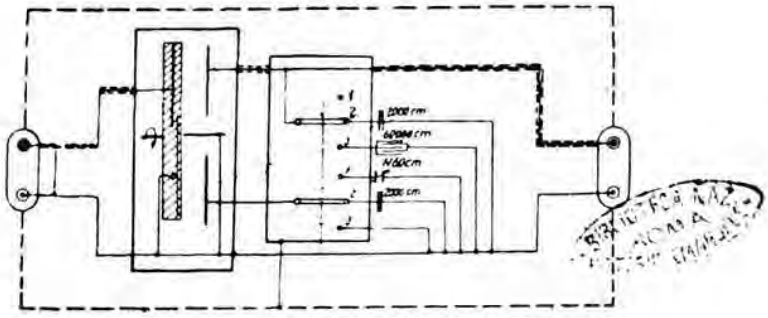


FIGURA 3.
Schema di un attenuatore per carico variabile (divisore universale).

figura 1, le ricerche su circuiti oscillanti e l'uso del regolatore come organo di accoppiamento negli amplificatori per misure rendono indispensabili delle commutazioni.

Nella posizione 3 del commutatore l'apparecchio permette attenuazioni assolute di $2 : 10^6$, come si richiedono nelle disposizioni per misure su ricevitori (vedi oltre).

III. — **Costruzione tecnica dell'apparecchio.**

La costruzione del citato attenuatore compensato è facilmente comprensibile dal punto di vista fisico. Nella figura 4 è riprodotta la fotografia di un modello da laboratorio, nella quale si distingue

chiaramente il disco di ebanite del rotore, come pure entrambe le piastre dello statore e la lastra schermo disposta tra di esse. Le armature del rotore sono due segmenti semicircolari, mentre le piastre dello statore, che si vedono nella predetta figura, sono ritagliate secondo una spirale logaritmica; tale profilo ha lo scopo di impedire che la tensione secondaria cresca troppo rapidamente, partendo dal minimo dell'attenuazione, e di permettere quindi una comoda messa a punto anche delle maggiori attenuazioni.

Per l'isolamento dell'apparecchio è stata impiegata unicamente ebanite. Un nuovo tipo, che viene prodotto in serie (1), è mostrato nella figura 5. Mentre nel vecchio modello, per aumentare la capacità

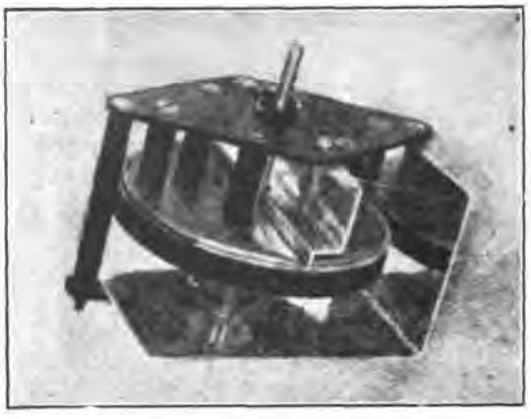


FIGURA 4.

C, si era impiegato come dielettrico la mica, nella nuova esecuzione è stato evitato l'impiego di qualsiasi dielettrico solido. L'apparecchio può essere pertanto usato per le onde corte e presenta, inoltre, capacità esenti da perdite. Per mantenere lo stesso valore della attenuazione iniziale si è dovuto ridurre la distanza delle armature a 0,2 mm. Questa minima distanza rende necessaria una grande precisione dei supporti. A ciò si è provvisto con l'impiego di cuscinetti di acciaio, i quali permettono di mantenere un'esatta taratura dell'apparecchio anche dopo parecchie migliaia di rotazioni del rotore.

(1) Laboratorio von Ardenne.

La scala è eseguita con grande precisione, è girevole e provvista di nonio.

IV. — **La taratura.**

La taratura può essere eseguita con tre metodi differenti:

1) Con un altro divisore di tensione già tarato.
2) Mediante misurazione della capacità C_{1-3} con alta frequenza.
3) Con circuiti a ponte.

Con il primo metodo la taratura è effettuata, nel caso più semplice, con un divisore ohmico, il quale è di taratura molto più facile.

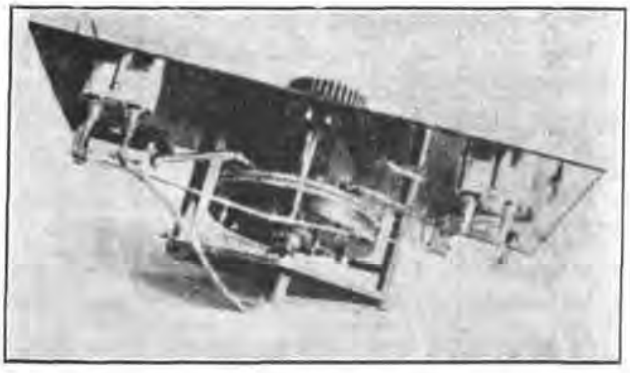


FIGURA 5.

Allo scopo si sceglie un'onda di lavoro per la quale i valori statici del divisore ohmico sono ancora esattamente validi, mentre, d'altra parte, le reattanze dell'apparecchio sono ancora sufficientemente piccole rispetto alle eventuali resistenze ohmiche in parallelo. Quindi si inserisce il divisore campione in serie con quello da tarare e si regola il primo a gradi e il secondo in modo continuo, sintanto che, rimanendo costante la tensione del generatore (costanza da controllarsi), si ottiene un determinato valore identico della tensione d'uscita.

Il secondo metodo è identico a quello seguito per la misura di capacità molto piccole, quali ad esempio, le capacità delle valvole. Il metodo suddetto può essere impiegato per la determinazione di capacità sino a 0,001 cm. Particolarmente adatto è il metodo di

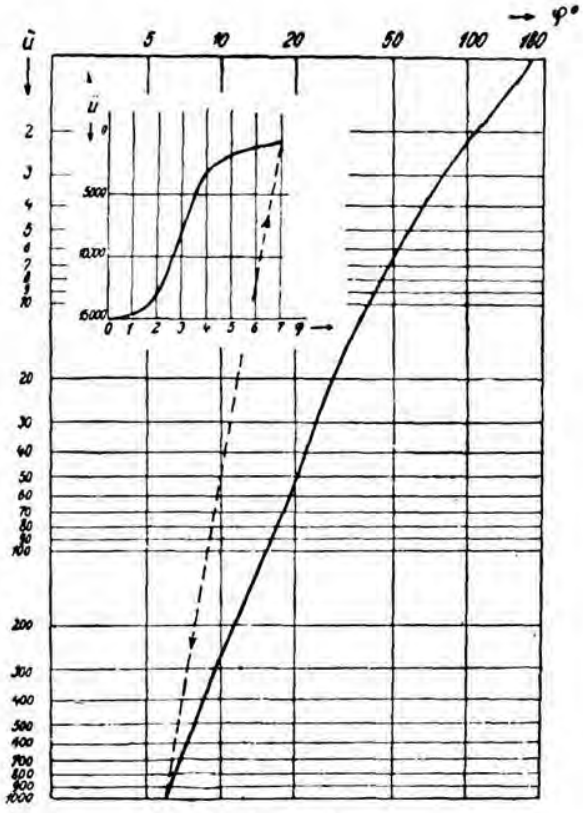


FIGURA 6.
Curva di taratura dell' attenuatore.

Klotz (1), (metodo di sostituzione). Esso permette la determinazione di capacità sino a 0,001 cm, quando si abbia un generatore per misure a tensione sufficientemente elevata; inoltre, esso ha il van-

(1) E. Klotz. - Messung der Kapazitaet von Schirmgitterroehren. *Telefunken Zeitung*, V. 9, pag. 34 a 38, 1928, n. 50.

(2) Per comodità di scrittura si considera come valore dell' attenuazione, il denominatore del rapporto di attenuazione, e così si farà in seguito.

taggio, rispetto al metodo 1, di permettere le misure anche con alta frequenza.

La figura 6 mostra la curva di attenuazione del citato modello di divisore, ottenuta con il procedimento ora accennato. La massima attenuazione ottenibile con la regolazione è di 1 : 15.000; l'attenuazione iniziale inevitabile è di 1 : 20.

Il metodo 3 è particolarmente adatto per la determinazione della attenuazione iniziale u_o come pure per la determinazione della parte iniziale della curva di attenuazione; non si presta invece per attenuazioni molto spinte. Esso richiede l'uso del ponte indicato nella figura 7, ottenuto disponendo, tra i morsetti di entrata e di uscita

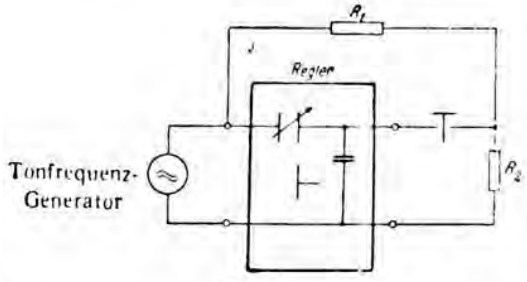


FIGURA 7.
Determinazione dell'attenuazione iniziale, con resistenze campione a bassa frequenza.
(Regler = *divisore*; Tonfrequenzgenerator = *generatore a frequenza acustica*).

dell'attenuatore, una speciale derivazione con resistenze campione R_1 e R_2.

L'attenuazione iniziale corrisponde ad una capacità C_{1-3} di circa 100 cm, così che la misura può essere effettuata ancora comodamente con bassa frequenza (con vibratore). Ottenuto l'equilibrio del ponte, il valore di u_o risulta direttamente dalla relazione:

$$u_o = 1 + \frac{R_1}{R_2} \quad (^2).$$

Questo metodo di misura, non consigliabile quando sono in gioco valori molto piccoli di C_{1-3}, può essere impiegato anche per la taratura dell'intero campo, alimentando il ponte con alta frequenza e sostituendo le resistenze con adatte capacità (eventualmente con altri attenuatori).

V. — **Alcuni impieghi dell'attenuatore.**

Il nuovo attenuatore trova il suo principale impiego nelle misure relative agli amplificatori ed ai radioricevitori. Esso permette l'uso di piccoli e semplici generatori (valvole riceventi in accoppiamento reattivo) ed evita la necessità del controllo del generatore stesso. Nei capitoli seguenti verranno accennati alcuni dei numerosi metodi di misura, che in parte si possono svolgere soltanto con l'uso del predetto apparecchio.

1. — **Misure di amplificazione.**

La misura può essere effettuata con particolare semplicità quando si tratta di amplificatori ad alta frequenza, mentre, invece, nel caso di elevata amplificazione a bassa frequenza si richiede particolare cura nell'isolamento. La misura può svolgersi secondo due procedimenti:

a) Impiegando un generatore per misure ed uno strumento indicatore di tensione, ad alta frequenza, p. e. un voltmetro a valvole. In tal caso il generatore è applicato direttamente all'entrata dell'attenuatore. La completa indipendenza dell'attenuazione dalla frequenza permette di misurare l'amplificazione nell'intero campo delle lunghezze d'onda dell'amplificatore, senza necessità di correzione (anche amplificazioni di onde corte). L'amplificatore in esame segue l'attenuatore ed è seguito, a sua volta, da un indicatore di tensione ad alta frequenza, di qualsiasi tipo (p. e. un detector o un voltmetro a valvole). Regolato l'attenuatore con un angolo di rotazione φ, in modo da rendere la tensione ai morsetti d'uscita dell'amplificatore uguale alla tensione del generatore, oppure alla tensione all'uscita dell'attenuatore, quando questo è regolato sulla posizione corrispondente a u_o, il valore dell'amplificazione è dato da:

$$A = u_o \cdot u_{(\varphi)} \quad \text{oppure} \quad A = u_{(\varphi)}.$$

b) Senza generatore e indicatore (mediante accoppiamento reattivo tarato: vedi figura 8). Anche in questo caso la misura dell'amplificatore è di facile esecuzione. Allo scopo l'amplificatore è inserito prima dell'attenuatore, all'uscita del quale si ottiene una tensione sempre in fase con quella all'uscita dell'amplificatore ed il cui valore è: $e_1 \cdot \frac{A}{u}$ (dove A è l'amplificazione), purchè l'atte-

nuatore sia compensato e il carico dello stadio finale dell'amplificatore rimanga costante durante la manovra dell'attenuatore stesso. Si effettua poi un accoppiamento reattivo su circuito di entrata, valendosi di un semplice compensatore di fase CF, il quale, da parte sua, riduce costantemente l'ampiezza; infine, dopo aver sintonizzato i circuiti oscillanti dell'amplificatore sulla loro onda di lavoro λ e stabilite le condizioni più favorevoli all'autoeccitazione, si può leggere sulla scala dell'attenuatore D il valore dell'amplificazione e su quella del compensatore CF un angolo dal quale si può dedurre la fase di A (1).

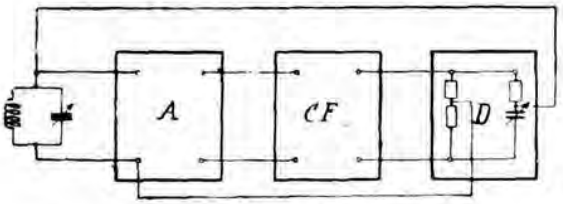


FIGURA 8.
Misura di amplificazioni ad alta frequenza mediante accoppiamento reattivo tarato.

2. — **Taratura di altri attenuatori.**

È chiaro che l'apparecchio descritto può essere usato anche per la taratura di altri attenuatori e per la determinazione della loro dipendenza dalla frequenza. A tal fine i due apparecchi vengono collegati in serie e regolati in modo da ottenere una costante tensione di uscita, tensione che può essere misurata se si fa precedere l'apparecchio indicatore da un adatto amplificatore; questo, come ben si comprende, non ha bisogno di agire quantitativamente.

Le tarature del genere citato sono di facile esecuzione, giacchè l'attenuazione dell'apparecchio campione è variabile con continuità.

3. — **Misura delle costanti dielettriche.**

La figura 9 mostra un circuito per l'impiego del generatore nella misura della costante dielettrica di determinate sostanze; queste

(1) Vedi anche: M. v. Ardenne e K. Schlesinger. Phasenverhaeltnisse und Schwingungseinsatz der Leithaeuser - Heegenerschaltung, nell' *Jahrbuch*, V. 35, p. 60-67, 1930.

vengono introdotte tra le armature del condensatore di misura C_o. La capacità a vuoto del condensatore può essere sconosciuta. Il neutro condensatore di compensazione C_N viene regolato in modo da ottenere l'equilibrio del ponte, mentre l'accennato condensatore è vuoto e l'attenuatore è regolato sulla posizione di massima suscettanza ($\varphi = 180^0$). Riempito il condensatore, si cerca nuovamente l'equilibrio del ponte regolando l'attenuatore. La scala di questo, quando sia opportunamente tarata, dà allora direttamente il valore di ε.

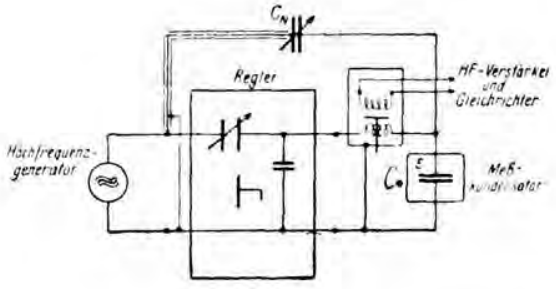


FIGURA 9.

Disposizione per la determinazione delle costanti dielettriche.
(Hochfrequenzgenerator = *Generatore a alta frequenza.*
Regler = *Divisore.*
Messkondensator = *Condensatore di misura* C_o.
HF_Verstaerker und gleichrichter = *amplificatore a. f. e rettificatore*).

Alimentando il ponte con alta frequenza si rendono possibili misure su sostanze conduttrici e, variando la frequenza, misure di dispersione (1).

4. — **Determinazione dello smorzamento di circuiti oscillanti.**

L'attenuatore, impiegato come è indicato nello schema della figura 10, permette di determinare comodamente il decremento d dei circuiti oscillanti. Allo scopo si misura direttamente l'indice di risonanza $\frac{\pi}{d}$, in base al rapporto tra la tensione e_L, nell'induttanza

(1) Una disposizione completa per la determinazione di ε, impiegando corrente della rete stradale, venne recentemente realizzata nel laboratorio von Ardenne.

L, e la f. e. m. nel circuito. Quest'ultima si sviluppa nella capacità di carico C_p' la quale è inserita in serie al circuito in esame; il suo valore può essere determinato quando sono noti la tensione del generatore, e_s, ed il rapporto assoluto di attenuazione u_{ass}. Se, con acutissima sintonia del circuito sull'onda di misura, l'attenuatore è regolato in modo che sia: $|e_s| = |e_L|$, si ha:

$$\frac{\pi}{d} = u_{ass} \ .$$

Ciò vale per qualsiasi valore delle capacità C e C_p'; tuttavia, per mantenere bassa la dissonanza si sceglie C_p' più grande di C (circa 10^4 cm). Nell'attenuatore universale tale carico C_p' è già

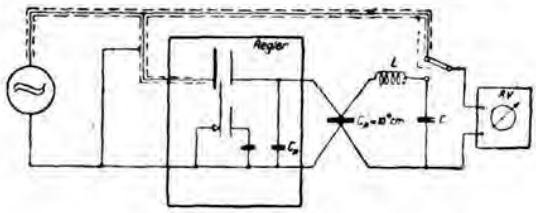


FIGURA 10.
Determinazione del decremento nei circuiti oscillanti.
(Regler = *Divisore*; RV = *Voltm. a valv.*).

previsto. La perdita per resistenza di questa capacità deve, come ben si comprende, essere trascurabile di fronte alle altre eventuali perdite del circuito.

5. — **Misura della sensibilità dei ricevitori.**

La figura 11 mostra una disposizione che permette di determinare la sensibilità, per l'alta frequenza, di ricevitori completi, deducendola dal loro grado di amplificazione e dall'indice di risonanza del circuito di entrata. Dalle indicazioni scritte nella stessa figura risulta senz'altro, quando è posto $e_s = e_a$:

$$\frac{\pi}{d} A = u.$$

Ciò è di notevole importanza, non solo per lo studio degli elementi ad alta frequenza dei ricevitori ma anche nell'uso degli

apparecchi di misura di intensità di campo, per i quali si sarebbe altrimenti obbligati a determinare separatamente $\frac{\pi}{d}$ e A, con i corrispondenti limiti di errore, che verrebbero sommati nel fare il prodotto sopra indicato.

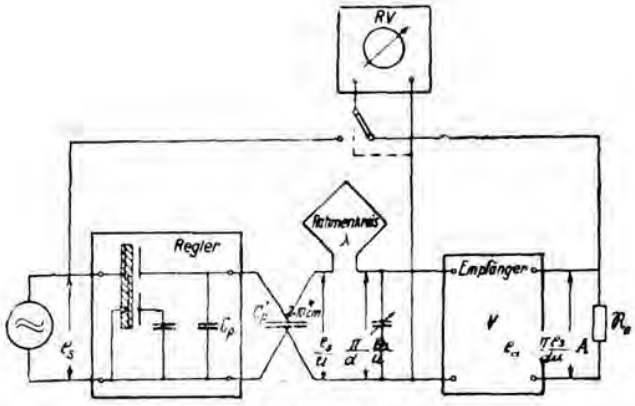


FIGURA 11.

Disposizione per la determinazione della sensibilità dei ricevitori alla intensità del campo. (Regler = *Divisore;* Rahmenkreis = *Circuito dell'aereo a telaio;* Empfaenger = *Ricevitore*).

6. — **Prove tecniche dei ricevitori per radiodiffusione.**

L'attenuatore capacitativo permette un pratico collaudo di radioricevitori per telefonia, quando si supponga di avere un generatore ad alta frequenza, modulato acusticamente in modo normale (circa 20 %). In tal caso la tensione ai morsetti d'uscita dell'attenuatore viene applicata, sia direttamente all'ingresso del ricevitore, sia al suo circuito oscillante esterno, come nella figura 11. Un adatto apparecchio indicatore serve per determinare la tensione a frequenza acustica, demodulata, esistente dopo l'amplificatore a bassa frequenza del ricevitore; tale frequenza, nei buoni apparecchi, non deve scendere al disotto di un certo valore convenzionale. Il ricevitore è giudicato tanto più sensibile quanto più, mantenendo la tensione d'uscita a tale valore convenzionale, può essere spinta l'attenuazione della tensione all'ingresso dell'apparecchio.

7. — **Uso dell'attenuatore come piccola capacità campione.**

Qualora si conosca la curva di taratura, $u_{(\gamma)}$, dell'attenuatore e la capacità di carico, C_p, (fig. 1) si ha a disposizione tra i morsetti di entrata e di uscita dell'attenuatore stesso una capacità conosciuta $C_{1-3} = \frac{C_p}{u-1}$, la quale, nelle posizioni estreme di funzionamento dell'apparecchio assume l'ordine di grandezza di circa 0,001 a 0,01 cm.

L' attenuatore può quindi essere impiegato nella misura di piccole capacità (p. e. nella misura della capacità delle valvole con il procedimento Klotz) in sostituzione del condensatore cilindrico tarato in base a calcoli.

La misura di piccole capacità può anche essere fatta con lo schema a ponte della figura 7, ponendo la capacità da misurare tra i morsetti d'entrata e di uscita dell'attenuatore. Dopo avere equilibrato il ponte, si esclude tale capacità e si manovra in senso inverso l'attenuatore per ottenere nuovamente l'equilibrio (metodo differenziale).

Nel caso di capacità molto piccole è conveniente impiegare alta frequenza e sostituire le resistenze con capacità; come istrumento indicatore dell'equilibrio del ponte, in luogo del telefono rappresentato nella figura 7, può impiegarsi un voltmetro a valvola, il quale presenta il vantaggio di non costituire un carico per l'apparecchio (1).

8. — **Determinazione delle resistenze di risonanza.**

Ancora colla funzione di piccola capacità campione, l'attenuatore può essere impiegato, in base allo schema della figura 12, per la determinazione di resistenza di risonanza. In tal caso la relazione:

$$R_{ris} = \frac{|R_c|}{\sqrt{\left|\frac{e_1}{e_2}\right|^2 - 1}}, \text{ oppure, per } e^2_2 = \frac{e^2_1}{2},$$

$$R_{ris} = |R_c| = 477{,}5 \frac{\lambda\,(u-1)}{C_p}$$

serve per ricavare R_{ris} da u.

(1) Vedi *Zeit. fuer techn. Phys.*, 1930-31.

Questo procedimento è applicabile soltanto perchè il regolatore è compensato e perciò la sintonizzazione del circuito non varia durante la misura. La determinazione delle due tensioni $e_2 : e_1 = 1 : \sqrt{2}$, con l'uso di un misuratore di tensione non tarato può essere pure effettuata con lo stesso attenuatore.

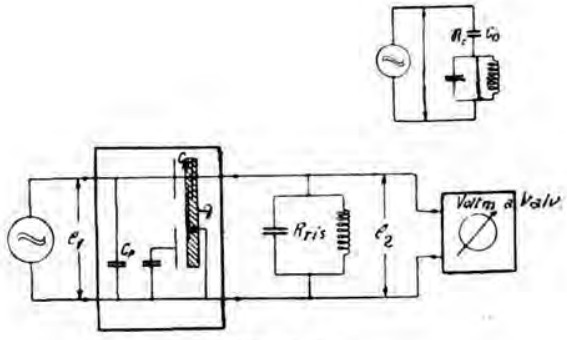


FIGURA 12.
Determinazione delle resistenze di risonanza.

9. — **Impiego dell'attenuatore negli apparecchi riceventi.**

Impiegato tra i sistemi amplificatori, l'attenuatore permette di rendere indipendente dalla frequenza il grado complessivo di amplificazione. Come esempio di tale genere di applicazione, nella figura 13

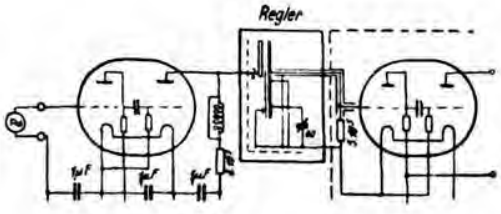


FIGURA 13.
Il divisore impiegato come organo di accoppiamento negli amplificatori per rendere l'amplificazione indipendente dalla frequenza.

è rappresentato un particolare di un moderno apparecchio per misure dell'intensità di campo, ideato da von Ardenne, che per l'azione del divisore di tensione permette di ottenere, senza correzione di frequenza, amplificazioni anche da 1 a 15.000, nel campo delle lunghezze

d'onda da 200 a 600 (1). Con l'inserimento di opportuna capacità di carico si possono raggiungere variazioni di ampiezza ancora maggiori.

Grazie alla compensazione del carico, dal lato d'entrata dell'attenuatore, la capacità anodo-terra dello stadio anteriore rimane sempre costante e perciò l'amplificazione del complesso a valvole è indipendente dalla regolazione della capacità del sistema di accoppiamento impiegato (2). L'attenuatore usato nell'amplificatore citato è analogo a quello della figura 4; le due capacità maggiori C_n e C_n' sono però sostituite rispettivamente dalla capacità della griglia della valvola seguente e dal neutro condensatore di compensazione. Nel modello di attenuatore rappresentato nella figura 3 è prevista, per l'eventualità dell'impiego ora detto, la posizione 1 del commutatore, indicata nella figura stessa.

La possibilità della compensazione del carico può esssere utilizzata, valendosi dello schema dell'attenuatore capacitativo, nei ricevitori a reazione, per stabilire accoppiamenti reattivi di grado conosciuto, non influenti sulle condizioni di sintonia del circuito, oppure per ottenere gli stessi vantaggi negli accoppiamenti d'antenna. Infine si può anche procedere, con lo stesso schema, alla misura della pendenza dinamica delle valvole a controllo esterno. Le applicazioni ora citate devono, però, essere prese in considerazione soltanto nei casi in cui i ricevitori sono impiegati come apparecchi di misura; per le normali esigenze tecniche bastano generalmente disposizioni molto più semplici.

KURT SCHLESINGER

(traduz. del cap. ing. S. GUASTALLI)

---

(1) M. v. Ardenne: Ueber eine neue Feldstaerkenmesseinrichtung. *El. Nach. Technik*, 1930.

(2) Capacità di accoppiamento con schermatura regolabile sono state impiegate, senza compensazione di carico, per la regolazione dell'intensità di ricezione, da von Ardenne, nel ricevitore a telaio della Radio-Loewe.

RECENSIONI

Un equipaggiamento di misura per ricerche su ricevitori per radiodiffusione. F. TROELSCH. *Elektr. Nachr. Technik*, v. 8, n. 4, aprile 1931, pp. 139-146, fig. 11.

La insufficiente precisione della valutazione soggettiva dei radioricevitori, in base a trasmissioni di stazioni lontane, ha portato alla ideazione di speciali apparecchi di misura, rispondenti ai requisiti pratici di semplicità e di velocità di operazione. Di uno di tali apparecchi sono descritte le parti componenti ed i procedimenti di taratura e di impiego.

Metodo per la determinazione del decremento per mezzo di capacità. K. SCHLESINGER. *Elektr. Nachr. Technik*, v. 8, n. 4, aprile 1931, pp. 176-179, fig. 4.

Determinazione del decremento di resistenza di risonanza e della sensibilità di radioricevitori e di sistemi di circuiti, accoppiati con trasformatori, mediante un divisore (riduttore) capacitativo di tensione.

Misura delle caratteristiche di frequenza mediante generatori fotoacustici. W. SCHAEFFER e G. LUBSZYNSKI. *Elektr. Nachr. Technik*, v. 8, n. 5, maggio 1931, pp. 213-217, fig. 8.

Descrizione di un nuovo tipo di generatore di corrente alternata, detto generatore fotoacustico , che può essere impiegato con vantaggio nelle misure relative alla frequenza. Impiego dell'apparecchio.

Diagrammi per il calcolo dell' autoinduzione di bobine. (Nomogrammi). A. FISCHER. *Elektr. Nachr. Technik*, v. 8, n. 4, aprile 1931, pp. 179-182, fig. 4.

Espone il procedimento per la costruzione dei nomogrammi e spiega l'uso di questi.

La ricerca delle perdite dielettriche negli isolanti liquidi mediante il calorimetro. H. VOGLER. *Elektr. Nachr. Technik*, v. 8, n. 5, maggio 1931, pp. 197-207, fig. 10.

Risultati di esperimenti svolti nel Laboratorio di telefonia e di alta frequenza dell' istituto di tecnologia Braunschweig. In base alle misure di tensione, eseguite con l'elettrometro a cellula di Kerr, e alla misura delle perdite, eseguite col calorimetro, si conclude che perdite e tensioni sono approssimativamente legate fra di loro secondo la legge dei quadrati.

Il microvoltmetro a valvole elettroniche. E. WOEHLISCH. *Zeit. f. Instrumentenkunde*, v. 51, n. 6, giugno 1931, pp. 312-317, fig. 1.

Descrizione di uno strumento a corrente continua, di grande sensibilità, per misure termoelettriche; misure dell'effetto termico dell'azione dei muscoli, ecc.

Sulle caratteristiche dei radiometri termoelettrici. M. TANAKA. *Researches Electr. Laboratory*, n. 298.

Sono discusse le caratteristiche dei radiometri termoelettrici, dal punto di vista della variazione della sensibilità. Sensibilità e caratteristiche dei riflettori. Esperienze relative effettuate con otto diversi tipi di radiometri, cinque dei quali di costruzione commerciale e i rimanenti costruiti in base a direttive dell'autore.

Sulle unità di misura della radiazione. F. KIEBITZ. *Zeit. f. Hochfrequenztechnik*, v. 37, n. 4, aprile 1931, pp. 136-139.

Sono analizzate criticamente, nelle loro interrelazioni, le misure relative alla irradiazione delle antenne ed alla propagazione. Si conclude che l'applicazione di esse ai casi pratici deve essere fatta con una certa cautela.

Caratteristica orizzontale di irradiazione di una antenna direttiva, per onde corte, con riflettore alimentato. K. KRUEGER e H. PLENDL. *Zeit. f. Hochfrequenztechnik*, v. 37, n. 4, aprile 1931, pp. 142-145, fig. 7.

Notizie sul rilevamento delle caratteristiche delle antenne D. F. A. di Nauen, per i collegamenti con il Nord America, eseguito da bordo di un aeroplano. Confronto di tali caratteristiche con altre ottenute per calcolo e con quelle dell'antenna per i collegamenti con il Giappone, rilevate precedentemente. Risultati.

L'altezza efficace di piccole antenne lineari. M. DIECKMANN. *Zeit. f. Hochfrequenztechnik*, v. 37, n. 4, aprile 1931, pp. 126-127, fig. 4.

Viene data una formula per il calcolo, in relazione alla lunghezza d'onda, dell'altezza efficace di antenne lineari molto corte; la formula indicata ha molta analogia con quella relativa allo stesso calcolo nel caso di antenne a telaio.

Le antenne direttive per onde corte. *Jour. télégraphique*, v. 55, n. 5, maggio 1931, pp. 154-159, fig. 7.

Principî fondamentali del riflettore parabolico. Combinazione dei campi di due antenne elementari. Antenne: Marconi, Sterba, Chireix, Telefunken e Beverage.

Sulla questione della natura degli echi di lunga durata. G. JOOS. *Zeit. f. Hochfrequenztechnik*, v. 37, n. 4, aprile 1931, p. 136.

È richiamata l'attenzione sul fatto che, in un mezzo elettrizzato, la diminuzione della velocità dei treni d'onda è connessa con una grande dispersione degli stessi, per cui, nel caso degli echi di lunga durata, le larghe onde laterali vengono a giungere in tempi notevolmente diversi.

Diagramma di instabilità per le oscillazioni di Barkhausen e sua teoria. H. G. MOELLER e W. HINSCH. *Zeit. f. Hochfrequenztechnik*, v. 37, n. 4, aprile 1931, pp. 145-149, fig. 8.

Sviluppo di una teoria, per mezzo della quale è poi rilevato l'andamento della curva di instabilità per diverse condizioni di riscaldamento del catodo e di tensione. Verifica sperimentale.

Autoeccitazione nei sistemi con induttanze variabili periodicamente. H. WINTER-GUENTHER. *Zeit. f. Hochfrequenztechnik*, v. 37 n. 4, aprile 1931, pp. 173-174, fig. 5.

Dà la spiegazione teorica e sperimentale del fenomeno, valendosi anche di semplici esempi.

Osservazioni sull'influenza della illuminazione nel funzionamento delle valvole elettroniche. L. PUNGS e K. SCHULZE. *Zeit. f. Hochfrequenztechnik*, v. 37, n. 4, aprile 1931, p. 157-159, fig. 5.

Sono esposte alcune osservazioni sul fenomeno fotoelettrico riscontrato in alcuni tipi di ordinarie valvole riceventi, con catodo ad ossido e deposito speculare. L'effetto fotoelettrico si rivela sia come variazione di frequenza, quando la valvola è impiegata come oscillatrice, sia come variazione di corrente nel circuito anodico, dell'ordine di grandezza sino a $2{,}3 \cdot 10^{-5}$ ampere. Le valvole agiscono in modo analogo alle note cellule fotoelettriche, con catodo incandescente ed elettrodo a griglia, per effetto delle variazioni del campo in conseguenza delle variazioni della carica del deposito speculare.

Sulla propagazione delle onde elettromagnetiche. BALTH VAN DER POL. *Zeit. f. Hochfrequenztechnik*, v. 37, n. 4, aprile 1931, pp. 152-156, fig. 1.

Analisi teorico-matematica. Soluzione Zenneck delle equazioni di Maxwell. Analisi della propagazione di onde piane nella superficie limite di due mezzi: aria e terra. Problema di Sommerfeld. Risultati di misure di campo.

Per la dimostrazione delle oscillazioni generate per accoppiamento. W. KOSSEL. *Zeit. f. Hochfrequenztechnik*, v. 37, n. 4, aprile 1931, pp. 139-141, fig. 3.

È descritta una semplice disposizione dimostrativa per il caso di due pendoli di frequenza propria ed accoppiamento determinabili. È provato che per ottenere il fenomeno di risonanza non solo è necessario che siano in accordo le frequenze libere dei due pendoli, ma si richiede, altresì, che lo siano le frequenze che essi hanno come componenti del sistema complessivo.

Inflessione delle onde elettromagnetiche su radiatori secondari eccitati capacitativamente. F. OLLEDORF. *Elektr. Nachr. Technik*, v. 8, n. 4, aprile 1931, pp. 147-161, fig. 10.

Studio basato su osservazioni ottiche di Raleigh. Inflessione su semisfera, su sfera cava, su costruzioni piane, colline, pali, torri, profili di montagne, ecc.

Ricerche su un trasmettitore simmetrico (Push-Pull) per onde corte. F. MUELLER e W. ZIMBALIN. *Elektr. Nachr. Technik*, v. 8, n. 5, magg. 1931, pp. 207-212, fig. 12.

Trattasi di un circuito trasmittente per onde corte, in cui non soltanto i sistemi griglia e placca, ma anche i sistemi d'accensione sono combinati in circuiti in parallelo, i quali possono essere sintonizzati arbitrariamente. Sebbene la mancanza dell'accordo nei circuiti dei filamenti non abbia influenza sulla lunghezza d'onda generata, tuttavia l'intensità della oscillazione è aumentata notevolmente e per conseguenza improvvisamente arrestata.

Scintillamenti secondari dovuti a radiotrasmissioni. K. W. KEENE. *Data Laboratories Nat. Board Fire Underwriters*, v. 12, n. 3, maggio 1931, pp. 66-67.

I progressi della radiotecnica sembra abbiano fatto nascere nuovi pericoli d'incendio. In una stazione trasmittente privata venne infatti notato che, durante il funzionamento, si sviluppavano scintillamenti nel locale dell'apparecchio ed in uno adiacente. Le scintille si svolgevano tra un sistema di condutture per irrigazione ed una tubatura abbandonata ed anche tra una conduttura elettrica d'acciaio ed una conduttura scendente dal tetto; le tubature erano collegate a terra.

Onde ultracorte e radiodiffusione. A. ESAU. *Elektrizitaetwirtschaft*, v. 30, n. 10, maggio 1931, pp. 273-276.

È affermata la convenienza dell'impiego di onde ultracorte per la radiodiffusione locale. Ricevitori e trasmettitori relativi. Propagazione e carattere quasi ottico di tali onde. Gli studi svolti in proposito mostrano che le onde da 6 a 10 metri sono le più adatte agli scopi della radiodiffusione. Applicazioni varie in medicina e in telefonia.

Le onde elettriche ultracorte e le loro applicazioni. J. MARIQUE. *Bull. Soc. belge des électriciens*, v. 47, n. 6, giugno 1931, pp. 365-385, fig. 6.

Generazione, direzione, propagazione, ricezione e applicazioni varie. BIBLIOGRAFIA.

La ricerca dei disturbi delle radioricezioni. F. CONRAD e A. SCHOENE. *Elektrotechnische Zeit.*, v. 52, n. 22, 28 maggio 1931, pp. 697-700, fig. 7.

Fondamenti teorici sulla propagazione delle onde interferenti e metodi di localizzazione da essi derivati. Confronto tra due differenti metodi di ricerca e risultati pratici, illustrati con esempi.

Sulle resistenze per alta frequenza. M. WIEN. *Zeit f. Hochfrequenztechnik*, v. 37, n. 4, aprile 1031, pp. 169-172, fig. 2.

È dimostrato che resistenze a filo sottile, resistenze Siemens a carbone e adatte resistenze a cellula a liquido (soluzioni elettrolitiche) possono impiegarsi per alte frequenze sino a $\omega = 10^8$.

L' equipaggiamento radiotecnico della nuova " Casa della radio " di Berlino. G. LUBSZINSKI e K. HOFFMANN. *Elektrotechnische Zeit.*, v. 52, n. 18, aprile 1931, pp. 561-566, fig. 15.

Disposizione ed attrezzatura dei locali terreni, comprendenti le sale macchine e dei quadri di comando, le sale degli amplificatori, le sale della trasmissione semplice e fonografica, quella della incisione fonografica, ecc. Connessioni ed equipaggiamenti secondari.

Elevata potenza a bassa frequenza con valvole relativamente piccole. L. E. BARTON. *Proc. Inst. Radio Engrs.*, v. 19, n. 7, luglio 1931, pp. 1131-1149, fig. 11.

Metodo per ottenere un rendimento a bassa frequenza da 5 a 10 volte superiore a quello ordinario di una determinata valvola, mantenendo la stessa tensione di placca e minore dissipazione media nel circuito della placca stessa.

Il sistema ad unica banda di frequenza applicato alle onde corte. A. H. REEVES. *Elec. Communication*, v. 10, n. 1, luglio 1931, pp. 3-19, fig. 8.

Vantaggi generali della banda unica. Difficoltà di applicazione alle onde corte. Vantaggi nei riguardi delle stesse onde; attenuazione; distorsione; aumentata selettività. Sistema commerciale. Problema di sincronizzazione. Limiti di sincronizzazione. Ricevitori e trasmettitori a banda unica.

Direttore responsabile: Prof. G. VANNI.

ESERCITO E NAZIONE

:: :: RIVISTA PER L'UFFICIALE ITALIANO :: ::

:: :: :: (IN SERVIZIO ATTIVO ED IN CONGEDO) :: :: ::

TECNICA MILITARE VOLGARIZZATA - STORIA - ARTE - ECONOMIA, ecc.
Rubriche fisse: AVVENIMENTI DEL MESE - NOTIZIARIO MILITARE ESTERO - NOTE BIBLIOGRAFICHE - CORRISPONDENZA COI LETTORI - SPIGOLATURE

Direttore: **ALBERTO BALDINI**

Esce in fascicoli mensili riccamente illustrati di circa 100 pagine.

Prezzo di ogni fascicolo { In Italia e Colonie . L. 4,50 / All'Estero . . . . L. 12,00

ABBONAMENTI PER L'ANNO 1931 (1)

Italia e Colonie . L. 22,00 | Estero . . . . L. 60,00

DIREZIONE ed AMMINISTRAZIONE - Via Napoli (PALAZZO DEL MINISTERO DELLA GUERRA) - ROMA

(1) Aggiungere L. 1 per la quietanza e relativa tassa di previdenza giornalistica (come da disposizioni di legge).

RIVISTA D'ARTIGLIERIA E GENIO

PERIODICO MILITARE MENSILE ILLUSTRATO

Direzione: Via degli Astalli, N. 15 - Roma (117)

Telefoni: Soc. Tel. Tirrena 64 200; militare 2129 — C/c Postale 1/8447

CONDIZIONI DI ABBONAMENTO PER IL 1931-IX

(LXX ANNATA)

Comandi, uffici, circoli, enti militari	L. **30,00**
Ufficiali ed assimilati	» **24,00**
Non militari, in Italia e Colonie	» **50,00**
Estero	» **75,00**

Ogni fascicolo separato: in Italia L. **6**, all'estero Lit. **12**; doppio L. **10**, all'estero Lit. **18**.

Per la spedizione all'indirizzo privato, aggiungere L. **1** per ogni fascicolo separato o L. **6** per tutta l'annata.

N.B. - Ai prezzi sopra indicati viene concessa la riduzione del 10% solo per l'interno del Regno.

Anno 10° - N. 6. Novembre - Dicembre 1931 - A. X.

ISPETTORATO DELL'ARMA DEL GENIO

DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito

SOMMARIO:

G. GIORGI - Metodo semipotenziometrico per la misura delle forze elettromotrici voltaiche.

F. AMOROSO. - La 2ª Riunione del Comitato Consultivo Internazionale Radioelettrico a Copenaghen. *(continuazione e fine).*

B) Pareri emessi dal C. C. I. R.

C) Questioni allo studio.

— - Recensioni.

Condizioni per l'anno 1931

(Volume di oltre 240 p.)

Nel Regno d'Italia e Colonie

Abbonamento	L. 12
Un numero separato	» 3
Abbonamento ridotto per ufficiali e assimilati	» 8

Nei paesi dell'Unione Postale

Abbonamento	Franchi oro 10
Un numero separato	» » 2

Inviare l'importo a mezzo vaglia alla DIREZIONE DELL'ISTITUTO R. T. ED E. DEL GENIO MILITARE - Viale Mazzini, N. 8 — ROMA (149).

Roma, Tipo-Lit. Off. Mil. di R.T. ed E.

:: La direzione del **Bollettino** non risponde delle opinioni espresse dagli autori che abbiano firmato o contrassegnato i loro scritti. :: :: :: :: :: :: :: ::

:: I manoscritti non si restituiscono. :: :: :: ::

:: Gli articoli pubblicati vengono retribuiti. Ogni autore ha inoltre diritto a **25** copie gratuite di estratti, se trattisi di articoli inediti, e a **10** negli altri casi; volendone maggiore quantitativo, **l'Autore dovrà comunicarlo tempestivamente**, e le copie in più saranno conteggiate al costo di stampa. :: :: :: :: :: :: :: :: ::

Anno 10° - N. 6. Novembre-Dicembre 1931 - A. X.

ISPETTORATO DELL'ARMA DEL GENIO
DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito

Diretto dal Prof. G. VANNI

BIBLIOTECA NAZ. ROMA

Metodo semipotenziometrico per la misura delle forze elettromotrici voltaiche

SOMMARIO. - *Si descrivono i particolari pratici di un metodo di misure che consiste nell'adoperare uno strumento millivoltometrico di grande sensibilità, facendolo sempre deviare in fondo scala, con una corrente fissa di valore piccolissimo, e aggiungendo resistenze addizionali variabili, in modo da ridurre la misura di voltaggio a una misura di resistenza.*

Per misurare le forze elettromotrici delle pile e batterie voltaiche sono poco consigliabili gli ordinari voltometri, perchè sono normalmente costruiti con una resistenza interna di 100 ohm per volt (eccezionalmente 200 e in qualche raro caso 500 ohm per volt) e quindi assorbono, nella parte migliore della scala, una corrente di 10 milliamp. (o rispettivamente 5 o 2 milliamp.); questo è più di quanto occorre per produrre un principio di polarizzazione e insieme una caduta di potenziale nella pila stessa, e questi effetti, insieme con gli errori propri del voltometro e con quelli di lettura, arrivano frequentemente a rendere incerta la seconda cifra decimale: facendo la misura in un punto abbastanza lontano dal fondo scala si riducono alquanto le prime due cause perturbatrici,

ma si accrescono gli errori strumentali, e l'esattezza del risultato non migliora.

Si può fare la misura col metodo potenziometrico, per eliminare tutti questi errori insieme; si ottiene allora il risultato, con una approssimazione che può raggiungere 1: 2000, per confronto con un elemento campione, e senza far erogare corrente alla pila. Ma la f. e. m. che si misura così, è una f. e. m. « a vuoto » diversa da quella che interviene nella pila voltaica funzionante.

La disparità non è solamente dovuta a polarizzazione: ho constatato che alcune combinazioni voltaiche dànno « a vuoto » una f. e. m. inferiore a quella che possono mantenere sotto corrente. La f. e. m. « a vuoto » e quella in funzionamento sono, in molte pile, due entità fisiche ben distinte, e la loro misura interessa per finalità diverse.

Quando si tratta di studiare le pile, in riguardo alla loro applicazione come generatori, è necessario mettere la pila in condizione di erogare una piccola intensità di corrente, per mettersi in un regime di esercizio e di distaccarsi dalla prova « a vuoto ». È lo stesso caso come quando si misura un attrito nel moto incipiente, ben diverso dall'attrito a corpi fermi. Ho sperimentato in questo senso con molte combinazioni di elementi voltaici di dimensioni comprese fra i limiti che si usano più frequentemente in pratica (da 5 a 25 cm di altezza, e da 2 a 10 cm di diametro). Ho constatato che basta far erogare una piccola frazione di milliamp., anche soltanto qualche centesimo di milliamp., affinchè la pila esca dalle particolari condizioni dell'equilibrio « a vuoto ». Probabilmente durante questa erogazione, le superficie degli elettrodi si modificano in confronto allo stato che hanno « a vuoto ». Questo fenomeno è marcatissimo in alcuni elementi voltaici. D'altra parte, in ogni elemento destinato all'uso regolare, e quindi munito di depolarizzante, i fenomeni di polarizzazione non sono percettibili se non per correnti abbastanza superiori al milliamp.; questo fatto si constata, perchè gli effetti della polarizzazione, avendo una nota progressione col tempo, si distinguono abbastanza bene dagli altri. Anche la caduta interna, poichè le pile destinate all'uso pratico hanno resistenze generalmente inferiori a 1 ohm, risulta non apprezzabile per correnti che non oltrepassino 1 milliamp. Ho

concluso dunque che la f. e. m. della pila voltaica si misura nel miglior modo durante l'erogazione di una corrente che sia compresa fra 10 microamp. e 1 milliamp. circa.

In molte misure che ho dovuto fare, ho adottato il valore fisso di un decimo di milliamp., e ho ottenuto determinazioni di f. e. m. esattamente costanti, caso per caso, e paragonabili; e consiglio lavorare con questo valore per chi deve far misure sulle comuni pile voltaiche a scopo tecnico. Questa erogazione può, com'è noto, essere sostenuta anche da una pila campione, quasi senza perturbazione e senza danno.

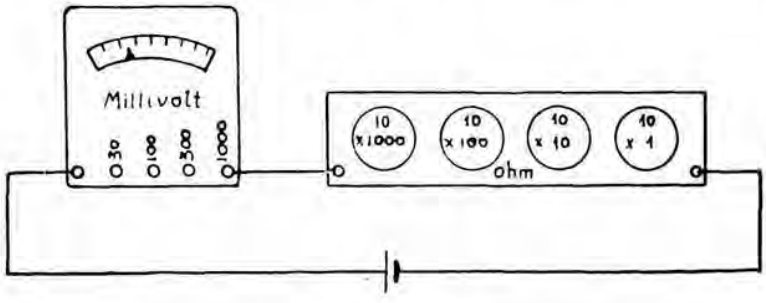
Ho trovato conveniente adottare come strumento di lavoro un millivoltometro di precisione, a bobina mobile, che vada in fondo scala con 100 microamp., e che abbia quindi 10.000 ohm per volt, e portare sempre la deviazione a fondo scala, aggiungendo resistenza variabile dal cui valore deduco la f. e. m. richiesta.

Rendo qui conto dei particolari della misura. Lo strumento deve avere una caduta di pochi millesimi di volt nella bobina mobile, cioè assorbire non più di un microwatt circa in essa bobina, in modo che l'influenza della temperatura sull'avvolgimento di rame non abbia effetto sensibile, in confronto alle ulteriori resistenze in serie che sono di manganina; ma se lo strumento è munito di dispositivo compensatore di temperatura, sistema Campbell o Siemens, si può consentire una caduta maggiore. Di queste resistenze si lascia incluso nello strumento quanto occorre per arrivare a 10.000 ohm, quindi a 1 volt, con morsetti intermedi però, corrispondenti a voltaggi inferiori. Le molle a spirale e il magnete devono avere effetti di temperatura che si compensino fra loro quanto possibile (1).

(1) Lo strumento che ho adoperato più spesso è un Siemens indicato nel catalogo 1927 con la dicitura « Galvanometro ad ago tarato come voltometro »; ha una caduta di circa 5 millivolt nella bobina, e dispositivo compensatore; i morsetti per le diverse portate corrispondono a 1 volt, 300 millivolt, 30 millivolt. Ora questo strumento è sostituito dalla casa con altri equivalenti. Altro strumento adatto per questo scopo è il microamperometro Weston per 50 microamp., corredato che sia di resistenze addizionali combinate con shunt per ottenere l'aperiodicità, o, anche meglio, qualcuno dei millivoltometri tipo 322 della stessa casa, che lavorano con 50 fino a 300 microamp. a fondo scala, corredato sempre con le resistenze addizionali opportune. Un ordinario galvanometro a riflessione non è invece adatto, perchè non si presta per mantenere a lungo la taratura in modo rigoroso.

Con queste precauzioni, si può ottenere che la precisione dell'indicazione, in quel punto fisso della scala in cui si vuol lavorare, si mantenga a lungo costante entro un decimo di divisione, cioè entro un millesimo di volt su un volt. Ma col metodo che qui descrivo si evita di farvi assegnamento.

Avendo fissato di far erogare alla pila da misurare un'intensità di 0,1 milliamp., eseguisco ogni misura in fondo scala. Col potenziometro e per confronto con un elemento campione, verifico, di quando in quando, l'esattezza dello strumento in fondo scala; questa misura non è laboriosa e può farsi molto precisa, perchè si fa su un punto solo della scala; sarebbe difficile e introdurrebbe molte incertezze se dovesse invece eseguirsi su una parte estesa della scala: se constato qualsiasi divergenza (il che di solito non avviene), la posso correggere con la vite stessa dell'aggiustamento



dello zero, senza preoccuparmi se con ciò lo zero venga perturbato. Fatto questo, lo strumento si trova esattamente tarato per la lettura in fondo scala, con una esattezza che, con l'aiuto di una lente di lettura, può rasentare anche 1:2000. Le precauzioni prese per assicurare la permanenza delle costanti strumentali è richiesta solamente per non dover ripetere la taratura troppo spesso, e perchè le costanti non si alterino mentre si fa la misura.

Se ora devo misurare, p. es., una f. e. m. di una singola pila comune, compresa fra 1 volt e 2 volt, uso lo strumento come voltometro sulla scala di 1 volt, aggiungendo in serie un reostato di precisione variabile, con 4 quadranti di 10×1000, 10×100, 10×10, 10×1 ohm, e manovro i quadranti in modo che l'ago dello strumento si porti esattamente in fondo scala. La misura di

voltaggio è così eseguita col metodo detto « semi-potenziometrico » perchè si fa dipendere dalla lettura di un voltaggio fisso, ben conosciuto, e da una misura di resistenza. Poichè anche il reostato si può facilmente ottenere tarato a 1:2000, è da ritenere che con la combinazione così descritta, il voltaggio di una pila si ottenga senza troppa difficoltà misurato entro un millesimo di volt, cioè p. es. con questa approssimazione:

$$1{,}647 \text{ volt} \pm 0.001 \text{ volt.}$$

Come principio, in questo modo di misurare, non vi è nulla di nuovo, ma tengo a far conoscere a chi si occupa di misure la praticità e precisione del metodo, usato coi dispositivi descritti, o qualunque altro equivalente. Volendo oltrepassare 1 volt, e fino a 10 volt. non vi è che aggiungere un quadrante in più, con 10×10 mila ohm, o anche semplicemente una cassetta con queste resistenze: 10 mila, 20 mila, 30 mila, 40 mila, messe in serie fra loro con 5 morsetti in modo da poter cortocircuitare quello che non occorre (1).

Volendo arrivare fino a 100 volt, occorre una cassetta simile con resistenze dieci volte superiori; ciò espone a qualche maggiore difficoltà, ma è inevitabile, perchè le batterie al disopra di 10 volt sono molte volte batterie di elementi piccoli, che non conviene cimentare con intensità di correnti più elevate. Dovendo infine misurare f. e. m. inferiori a 1 volt, si può usare lo strumento sulla scala di 0,1 volt (quindi con 1000 ohm di resistenza interna) e il reostato deve avere quadranti di 10×100, 10×10, 10×1, $10 \times 0{,}1$ ohm. Disponendo di un reostato a sei quadranti, da 10×1000 sino a $10 \times 0{,}1$ ohm (e l'ultimo, di preferenza, continuo) si eseguiscono tutte le misure da 0,1 volt sino a 100 volt, sulla scala di 0,1 volt o su quella di 1 volt secondo che occorre.

Contrariamente a quanto si potrebbe credere a prima vista, la misura fatta così è più rapida e più comoda che quella fatta sulla scala voltometrica, perchè portare l'ago in fondo scala e fare la

(1) Questo dispositivo è molto più pratico e sicuro e meno costoso di quello a inserzione di spine, che si usava nei ponti di Wheatstone vecchio modello.

lettura sui quadranti di un reostato è molto più agevole che farla sulla scala di uno strumento di misura: inoltre, il risultato della misura rimane indicato sul reostato, e si può leggerlo anche qualche tempo dopo, e tornare a osservare se attraverso il tempo intervengono cambiamenti. Di solito una pila industriale, erogando il decimillesimo di ampere, richiesto per queste misure, mantiene il voltaggio costante anche dopo un giorno che rimanga inserita, e, se si vogliono fare determinazioni sull'effetto di temperatura, si eseguiscono molto bene. Solamente per f. e. m. inferiori a 0,1 volt può essere eventualmente preferibile fare la lettura diretta sulla scala.

In moltissimi casi, quando non si possa avere lo strumento della sensibilità descritta, un millivoltometro con 1000 ohm per volt, e quindi che raggiunga il fondo scala con 1 milliamp., può essere sufficiente; l'avvolgimento di rame della bobina mobile non deve però avere una resistenza superiore a qualche decimo di ohm; oppure esservi il compensatore di temperatura, altrimenti occorre tarare per ogni variazione di temperatura.

In conclusione, col metodo descritto, si riuniscono i seguenti requisiti.

1) - Lettura dell'istrumento facile e sicura, perchè eseguita sempre in un punto fisso, in fondo scala, dove lo strumento ha la sensibilità massima; e una lente d'ingrandimento permanente e un dispositivo speciale d'illuminazione possono installarsi in conformità.

2) - Possibilità di controllo dello strumento, a qualunque tempo, in modo facile, col potenziometro, verificando un punto solo della scala.

3) - Indipendenza dall'esattezza della graduazione.

4) - Determinazione delle cifre eseguita su una misura di resistenza.

5) - Precisione costante di 1:1000 accoppiata con la rapidità e facilità della misura.

6) - Le pile vengono cimentate a un'erogazione costante di una piccolissima corrente, ben determinata, e sempre dello stesso valore, che è quello strettamente necessario per discostarsi dall'osservazione « a vuoto ».

Il metodo potrebbe essere ancora applicato con miglioramento, se i costruttori arrivassero a fornire un millivoltometro sensibile, con zero arretrato, tale p. es. che la scala incominciasse da 90 e terminasse a 120 microamp.; allora, facendo la lettura dei 100 microampere in centro scala, uno scarto di 1 : 1000 sarebbe accusato da una deviazione dell'ago molto visibile. Finora non ho potuto ottenere uno strumento con queste caratteristiche, col piccolo consumo specifico che si richiede, e che mantenga la taratura sufficientemente costante, quanto occorre in pratica.

Prof. GIOVANNI GIORGI
della R. Università di Palermo

La 2ª Riunione del Comitato Consultivo Internazionale Radioelettrico

a COPENAGHEN

(27 maggio — 8 giugno 1931)

(Continuazione e fine, vedi fasc. 5, 1931).

SOMMARIO. — *Breve riassunto dei lavori della 2ª Riunione del Comitato consultivo internazionale radioelettrico svoltasi a Copenaghen dal 27 maggio all'8 giugno 1931. Dopo aver accennato alle più importanti questioni trattate in quella riunione, come quelle relative alle misure delle lunghezze d'onda ed alla taratura degli ondametri, alla propagazione delle onde e. m. ed alla eliminazione dei disturbi di natura elettrica nei ricevitori radioelettrici, si mette in evidenza la sempre maggiore importanza assunta dal Comitato.*

ANNESSO 2 (1) AL PARERE N. 34. - RIASSUNTO COMPILATO DALL'AMMINISTRAZIONE TEDESCA SULLA BASE DEI RAPPORTI DI ALTRE AMMINISTRAZIONI E DELLE ESPERIENZE FATTE IN GERMANIA RIGUARDANTI L'ORGANIZZAZIONE DEL SERVIZIO COMMERCIALE DI RADIOTELEFONIA TRA STAZIONI MOBILI E RETI TERRESTRI.

(Vedere la breve ricapitolazione al parag. F, alla fine del presente riassunto).

A. CONDIZIONI SPECIALI PER LA RADIOTELEFONIA CON STAZIONI MOBILI.

Per la radiotelefonia con stazioni mobili ci si serve esclusivamente di onde corte e medio corte, in conseguenza del fatto che non si dispone più di alcun canale su onde lunghe e che si può lavorare su onde corte con una potenza relativamente debole, il

(1) Le raccomandazioni del C. C. I. R. sono state stabilite prendendo per base il parag. F di questo annesso. Vi è dato tuttavia un carattere più elastico e più generale allo scopo di tener conto di alcune possibilità tecniche che in alcuni casi potrebbero essere vantaggiose.

che costituisce un vantaggio per la regolazione dei trasmettitori di bordo.

Il servizio radiotelefonico su onde corte beneficia delle esperienze acquistate per i collegamenti transoceanici tra stazioni fisse. Basandosi su tali esperienze, si possono stabilire da prima due principii che debbono essere seguiti nella radiotelefonia con le navi:

1° L'impiego di onde diverse nelle due direzioni è particolarmente indicato.

2° Per quanto è possibile, le stazioni terrestri debbono utilizzare le antenne direttive.

Le differenze che esistono tra radiotelefonia con stazioni mobili e radiotelefonia tra stazioni fisse, sono le seguenti:

1° Parecchie lunghezze d'onda debbono essere previste per ciascun collegamento, in considerazione che la distanza tra la nave e la terra varia e che un'onda determinata non conviene che per un certo periodo della giornata e per una certa distanza.

2° Le stazioni di bordo e le stazioni terrestri devono essere in grado di poter lavorare, in certi intervalli, con diverse stazioni corrispondenti.

3° Non si dispone a bordo che di uno spazio ristretto per le installazioni radioelettriche.

4° Si deve poter espletare, contemporaneamente al traffico telefonico, il traffico telegrafico su di un'onda adiacente senza che i due servizi si disturbino.

In paragone al servizio radiotelefonico tra stazioni fisse, queste differenze producono delle grandissime difficoltà tanto dal punto di vista tecnico che da quello dell'esercizio. Tuttavia il servizio radiotelefonico con stazioni mobili presenta una certa semplificazione rispetto a quello con stazioni fisse, per il fatto che non vi si può raccordare a bordo che un solo posto o un numero limitato di utenti.

B. Installazioni di emissione e di ricezione.

a) *Generalità.*

Poichè le stazioni devono lavorare a brevi intervalli di tempo su lunghezze d'onda differenti, si devono montare i trasmettitori e

i ricevitori in modo tale che il cambiamento d'onda possa essere effettuato il più rapidamente possibile.

Si dispone per es. di opportuni dispositivi qui indicati:

1° Montaggio in più esemplari di qualche stadio del trasmettitore.

2° Commutazione delle onde invece di impiegare bobine intercambiabili.

3° Impiego di lampade a griglia schermo (soppressione della neutralizzazione).

Gli specialisti americani considerano come ammissibile uno spazio di tempo fino a 5 minuti per effettuare il cambiamento d'onda.

Delle grandissime esigenze sono imposte al trasmettitore per quanto riguarda la costanza della frequenza (vedere sotto il parag. C « ripartizione delle onde »). Queste esigenze possono essere soddisfatte allo stato attuale della tecnica, facendo uso del controllo di frequenza a quarzo.

Per quanto riguarda la costanza della loro regolazione, i ricevitori devono essere montati secondo lo schema a cambiamento di frequenza ed equipaggiati con regolatori per combattere il fenomeno della evanescenza (fading). Secondo l'opinione degli specialisti americani, la potenza all'uscita del ricevitore di bordo deve restare praticamente costante per delle oscillazioni dovute ad una intensità di campo ricevente comprese tra 20 e 5000 $\mu V/m$ quando ci si serve di una antenna semplice in forma di dipolo.

b) *Installazioni delle stazioni di bordo.*

Si deve evitare ogni influenza diretta fra trasmettitore e ricevitore. Per questo conviene sistemare trasmettitore e ricevitore in locali separati, protetti mutuamente per mezzo di schermature. Tutte le macchine elettriche esistenti a bordo devono essere, se del caso, equipaggiate con self e condensatori in modo che non disturbino la ricezione. Quanto all'influenza esercitata sulla installazione del ricevitore dal trasmettitore stesso della stazione di bordo e con l'intermediario della sua antenna, essa può essere attenuata, non solo con la riduzione della potenza del trasmettitore e con la

scelta di opportuni intervalli tra le frequenze di trasmissione e di ricezione telefoniche e telegrafiche (vedere in seguito), ma anche collegando elettricamente e con cura tutte le parti metalliche dell'attrezzatura della nave con il suo scafo.

Non si fa uso qui per antenne che di semplici dipoli verticali od orizzontali. Il loro numero può essere ridotto ponendo l'onda propria dell'antenna al centro di due onde d'impiego frequente, in modo che ogni antenna possa essere utilizzata per due lunghezze d'onda differenti.

Le distanze spaziali tra antenne trasmittenti e riceventi devono essere più grandi che è possibile; nel caso che la cabina contenente il trasmettitore e quella contenente il ricevitore venissero ad essere poste una a fianco dell'altra, si dovrebbe fare uso di alimentatori.

c) *Installazione delle stazioni terrestri.*

Nelle stazioni terrestri ci si può servire dei tipi di trasmettitori e ricevitori utilizzati per la telefonia transoceanica tra punti fissi, a condizione che questi tipi permettano di cambiare l'onda in maniera sufficientemente rapida. Al contrario, le antenne direttive che si dovranno impiegare non potranno fornire uno stretto fascio. Insomma non si dispone che di un numero relativamente minimo di dipoli. Dipende dalla rotta della nave per la quale il servizio deve essere stabilito, la questione di sapere se si devono utilizzare le antenne direttive e, nel caso, quali sono le lunghezze d'onda che conviene scegliere. Non è possibile indicare delle regole molto precise per la utilizzazione delle antenne direttive. Nella zona prossima alla costa, la rotta seguita dalla nave impedirà frequentemente di fare uso di questo tipo di antenne. Sarà allora necessario di utilizzare antenne non direttive. Come la pratica ha dimostrato, il traffico nella zona prossima alla costa può essere vantaggiosamente espletato con delle onde comprese tra 1500 e 2000 kc/s (200 a 150 metri).

La tabella seguente contiene le necessarie indicazioni relative alle antenne attualmente utilizzate in Inghilterra per le linee di navigazione Europa - America del Nord.

ANTENNE RICEVENTI (BALDOCK).

Frequenza in kc/s	Lunghezza d'onda in m.	DESCRIZIONE DELL'ANTENNA (annesso al parere n. 7 emesso dal C. C. I. R.)	Tipo dell'antenna
16.440	18,20	$DR\ 270^0\ \ n = 26\ \ l = \frac{1}{4}$ $b = 3\ \ h_1 = \frac{1}{2}\ \ \theta = 90$	Antenna doppia di Bruce
12.380	24,15	$DR\ 260^0\ \ n = 26\ \ l = \frac{1}{4}$ $b = 3\ \ h_1 = \frac{1}{2}\ \ \theta = 90$	id.
8.860	33,86	$n = 1\ \ l = \frac{2}{2}\ \ h_1 = \frac{1}{2}\ \ \theta = 0$	Antenna dipolo orizzontale
4.430	67,72	$n = 1\ \ l = \frac{2}{2}\ \ h_1 = \frac{1}{2}\ \ \theta = 0$	id.

TRASMETTITORE DI RUGBY.

Frequenza in kc/s	Lunghezza d'onda in m.	DESCRIZIONE DELL'ANTENNA	Tipo dell'antenna
17.080	17,50	$DR\ 270^0\ \ n = 32\ \ l = \frac{1}{2}$ $b = 4\ \ h_1 = \frac{1}{2}\ \ \theta = 0$	Sapin antenna dipolo orizzontale
12.780	23,40	$DR\ 260^0\ \ n = 24\ \ l = \frac{1}{2}$ $b = 4\ \ h_1 = \frac{1}{2}\ \ \theta = 0$	id.
8.375	35,82	$n = 1\ \ l = \frac{2}{2}\ \ h_1 = \frac{1}{2}\ \ \theta = 0$	id.
4.975	60,30	$DR\ 200^0\ \ n = 4\ \ l = \frac{1}{2}$ $b = 1\ \ h_1 = \frac{1}{4}\ \ \theta = 0$	id.

In Germania, sono previsti i tipi di antenne di trasmissione e di ricezione qui indicati:

ANTENNE DI RICEZIONE (NORDDEICH, KLEINER KRUG).

Frequenza in kc/s	Lunghezza d'onda in m.	DESCRIZIONE DELL'ANTENNA	Tipo dell'antenna
16.430	18,259	$DR\ 281^0\ \ n=16\ \ l=\frac{1}{2}$ $b=2\ \ h_1=\frac{1}{2}\ \ 0=0$	Sapin antenna dipolo orizzontale
13.100	22.900	$DR\ 281^0\ \ n=16\ \ l=\frac{1}{2}$ $b=2\ \ h_1=\frac{1}{2}\ \ 0=0$	id.
8.230	36,450	$DR\ 271^0\ \ n=8\ \ l=\frac{1}{2}$ $b=2\ \ h_1=\frac{1}{2}\ \ 0=0$	id.
4.130	72,630	$n=1\ \ l=\frac{2}{2}\ \ h_1=\frac{2}{3}\ \ 0=0$	Antenna dipolo orizzontale
3.350	89,560	$n=1\ \ l=\frac{2}{2}\ \ h_1=\frac{2}{3}\ \ 0=0$	id.

La stazione terrestre sarà con vantaggio installata direttamente sulla costa, poichè le esperienze effettuate dalle amministrazioni americana e neerlandese hanno mostrato che le onde dirette, necessarie al traffico a breve distanza, sono indebolite molto più fortemente dalla terra che dal mare.

d) *Terminali dei circuiti radiotelefonici.*

Al contrario del servizio tra stazioni fisse, il collegamento telefonico con stazioni di bordo presenta solamente da una parte una rete telefonica estesa, poichè a bordo non si può prevedere che un numero limitato di posti telefonici, qualche volta anche uno

ANTENNE TRASMITTENTI (NORDDEICH).

Frequenza in kc/s	Lunghezza d'onda in m.	DESCRIZIONE DELL'ANTENNA	Tipo dell'antenna
17.265	17,376	$DR\ 281^0\ \ n = 16\ \ l = \frac{1}{2}$ $b = 2\ \ h_1 = \frac{1}{2}\ \ \theta = 0$	Sapin antenna dipolo orizzontale
12.400	24,190	$DR\ 281^0\ \ n = 16\ \ l = \frac{1}{2}$ $b = 2\ \ h_1 = \frac{1}{2}\ \ \theta = 0$	id.
8.470	35,420	$DR\ 271^0\ \ n = 8\ \ l = \frac{1}{2}$ $b = 2\ \ h_1 = \frac{1}{2}\ \ \theta = 0$	id.
4.400	68,181	$n = 1\ \ l = \frac{2}{2}\ \ h_1 = 1\ \ \theta = 0$	Antenna dipolo orizzontale
3.000	100,000	$n = 1\ \ l = \frac{2}{2}\ \ h_1 = \frac{3}{5}\ \ \theta = 0$	id.

solo come è il caso attualmente nella maggior parte delle installazioni esistenti.

Questa circostanza permette di utilizzare a bordo il sistema detto aperto, vale a dire il sistema nel quale il generatore delle correnti vocali (microfono) ed il circuito « di andata » sono elettricamente ed acusticamente separati dal ricevitore telefonico e dal circuito « di ritorno ». In tal guisa non esiste pericolo di un effetto di reazione. Di massima si potrebbe a bordo fare a meno di dispositivi comandati dalla voce mentre che a terra si utilizzerebbero solamente dei soppressori di eco. Questi ultimi sono montati in maniera tale da impedire, con l'intermezzo del terminale, il rinvio delle correnti vocali che arrivano dalla nave quando da essa si parla; d'altra parte, quando si parla in un posto terrestre, essi impediscono il passaggio dei rumori di ricezione dal ricevitore della stazione terrestre al ricevitore di questa stazione. Per evitare egual-

mente nelle interruzioni della conversazione il passaggio dei rumori di ricezione nel trasmettitore della stazione terrestre, ci si serve in Inghilterra e in America dei dispositivi comandati doppiamente dalla voce, analoghi a quelli in uso nei servizi telefonici transoceanici. In base ad esperienze di collegamenti telefonici con le navi effettuate da parecchi anni in Germania, si è per le medesime ragioni trovato pratico servirsi di un dispositivo terminale specialmente bene equilibrato.

A brevi distanze il rinvio con l'intermediario del terminale delle correnti vocali emesse dalle stazioni di bordo non provoca un effetto di eco; non è necessario allora sopprimere questo rinvio. Nelle stazioni costiere tedesche per il traffico con i battelli da turismo, nei bagni di mare e con i battelli a vapore da pesca, si utilizzano dei terminali a quattro fili che non posseggono alcun dispositivo comandato dalla voce. Anche i Paesi Bassi affermano nel loro rapporto che, in condizioni favorevoli, si può rinunziare ai soppressori di eco nelle comunicazioni a breve distanza. Per il servizio telefonico ad onda corta, a grande distanza, sono stati previsti in Germania dei soppressori di eco e dei soppressori di reazione comandati dalla voce.

Inoltre, si devono prevedere a bordo e a terra dei dispositivi di ascolto, degli amplificatori normali e degli indicatori di cresta.

C. Ripartizione delle onde.

a) *Lunghezze d'onda e distanze.*

La relazione, che esiste di giorno e di notte tra portata e frequenza delle onde da utilizzare, forma oggetto delle tabelle seguenti, pubblicate da specialisti americani.

Frequenze più favorevoli per diverse distanze.

Frequenza in kc/s	Distanze in estate (Miglia)		Distanze in inverno (Miglia)	
	Giorno	Notte	Giorno	Notte
4.000	0 a 200	0 a 500	0 a 300	0 a 2000
6.000	0 » 300	200 » 800	0 » 400	500 » 2500
8.000	250 » 800	650 » 2600	300 » 1000	2000 » 3500
13.000	600 » 1800	2000 » 3500	800 » 2200	—
17.000	1000 » 3500	—	1400 » 3500	—
22.000	2000 e più	—	3000 e più	—

Come mostrano queste tabelle, la nave ha bisogno di un certo numero di frequenze per effettuare il suo servizio con la stazione costiera, frequenze che vengono utilizzate le une dopo le altre durante la traversata. Per le linee America del Nord-Europa, gli Stati Uniti e l'Inghilterra fanno uso di quattro frequenze i cui valori sono all'incirca: 4500, 8000, 13.000 e 17.000 kc/s.

La Francia è di opinione che si può fare a meno della frequenza di 17.000 kc s. In Germania si sono previste le seguenti onde:

Onde di trasmissione di Norddeich		Onde di ricezione di Norddeich (Onde di emissione delle stazioni di bordo)	
17.265 kc s	17,376 m.	16.430 kc s	18,259 m.
12.400 »	24,190 »	13.100 »	22,900 »
8.470 »	35,420 »	8.230 »	36,450 »
4.400 »	68,181 »	4.130 »	72,630 »
3.000 »	100,000 »	3.350 »	89,560 »

b) *Coordinamento delle onde del servizio telegrafico e del servizio telefonico.*

Indipendentemente dal servizio telefonico, la stazione di bordo deve poter espletare il servizio telegrafico su onde corte. Nel suo traffico con una stazione costiera, la stazione di bordo lavora dunque simultaneamente su due onde di emissione e due onde di ricezione, le quali, a causa delle condizioni di trasmissione, non possono avere uno scarto troppo grande tra di loro. Gli specialisti americani hanno trovato che, allo scopo di ottenere una perfetta ricezione a bordo, dovevano mantenersi i seguenti scarti tra frequenze di trasmissione e frequenze di ricezione.

SERVIZIO	Scarto minimo di frequenza
Telefonia di bordo e telefonia della stazione costiera . . .	3 %
» » » telegrafia di bordo	3 %
» » » » della stazione costiera. . .	3 %
» della stazione costiera e telegrafia di bordo	3 %
Telegrafia » » »	1 %
Telefonia » » » della staz. costiera	0.5 %
Telegrafia di bordo e telegrafia di bordo.	0.4 %

c) *Traffico tra una stazione di bordo e parecchie stazioni costiere.*

Durante la traversata, la stazione di bordo deve poter entrare in relazione con due continenti. Allo scopo di ottenere un espletamento del traffico esente da difficoltà, sembra che la seguente regolamentazione della ripartizione delle lunghezze d'onda sia la più conveniente.

Alle stazioni costiere si attribuiscono delle onde di trasmissione e di ricezione fisse. Dunque, affinchè una stazione di bordo possa lavorare con due stazioni costiere, avrà bisogno di un numero di onde doppio di quello di una stazione costiera; per poter lavorare con tre stazioni costiere questo numero sarà triplo, ecc. Se si ripartissero delle frequenze fisse alle stazioni di bordo, sarebbe necessario installare un più grande numero di antenne direttive a terra, numero corrispondente alla elevata quantità di onde di trasmissione e di ricezione delle stazioni terrestri allorchè, nei due casi, l'installazione delle antenne a bordo potrebbe restare la stessa. Infatti le antenne non direttive a bordo possono essere utilizzate per differenti lunghezze d'onda, atteso che esse permettono di lavorare anche su frequenze diverse dalla loro frequenza propria, cosa che al contrario non è possibile nel caso di antenne direttive installate a terra.

d) *Costanza di frequenza.*

Si vede da quanto precede che la istituzione del servizio telefonico con le navi in mare avrebbe per conseguenza di aumentare fortemente la richiesta di frequenza di servizio nella gamma delle onde corte. Allo scopo di prevenire il disturbo scambievole dei differenti servizi ed in particolare di facilitare egualmente la ricerca delle stazioni, sembra che convenga di sottomettere la costanza della frequenza alle più severe esigenze. Da parte americana si propone di estendere egualmente alle stazioni partecipanti al servizio telefonico con le stazioni sul mare le tolleranze raccomandate dal C. C. I. R. (Aia, 1929), le quali considerano come inammissibili dei margini di frequenza del $\pm$ 0,02 per cento nel servizio tra punti fissi. Adottando una trasmissione di frequenze vocali estendentesi fino a 3000 c/s ed una banda di protezione

da 2 a 10 kc/s, si ottengono le larghezze indicate nella tabella seguente necessarie per un canale telefonico nelle bande di frequenza comprese tra 3000 e 22.000 kc/s.

Frequenza portante in kc/s	Larghezza della banda di comunicazione in kc/s	Tolleranza di frequenza in kc/s	Banda di protezione in kc/s	Larghezza totale del canale telefonico in kc/s
3.000	6	1.2	2.0	9.2
4.000	6	1.6	2.0	9.6
6.000	6	2.4	3.0	11.4
8.000	6	3.2	4.0	13.2
13.000	6	5.2	6.0	17.2
17.000	6	6.8	8.0	20.8
22.000	6	8.8	10.0	24.8

In conformità di quanto propongono le amministrazioni americana e francese, sembra che convenga di adottare delle tolleranze ammissibili per le variazioni di frequenza dei trasmettitori utilizzati per la telefonia con stazioni mobili e di non ammettere, nella gamma delle onde corte, nessun nuovo servizio che non osservi queste tolleranze.

D. Potenza dei trasmettitori.

La piccola distanza tra le installazioni di trasmissione e di ricezione a bordo ed il disturbo di ricezione, che deriva dallo stesso trasmettitore della stazione di bordo, determina il limite superiore per la potenza del trasmettitore della stazione di bordo. Al contrario la potenza del trasmettitore della stazione terrestre potrà essere grande quanto si vuole; si potranno utilizzare, entro i limiti ammissibili di spesa, fino alle più alte potenze raggiunte per trasmettitori ad onde corte.

Più sarà grande la potenza del trasmettitore della stazione terrestre e più risulteranno favorevoli le condizioni di ricezione a bordo.

È previsto per le potenze dei trasmettitori delle stazioni terrestri:

in Inghilterra	3 1/2 a 4 kW	potenza telefonica
» Germania	5 kW	
» Francia	5 a 10 kW	
» America	15 kW	

Per i trasmettitori di bordo si utilizzano delle potenze comprese tra 0,5 e 2 kW.

Diverse amministrazioni hanno fatto conoscere i risultati delle loro esperienze concernenti la portata delle onde medio corte; questi risultati sono riassunti nella tabella seguente.

AMMINISTRAZIONE	Trasmettitore della stazione terrestre in watt	Trasmettitore della stazione di bordo in watt	Portata in miglia marine
Germania . . .	1.500	200	400 (1600)
Belgio	—	30	100 - 150 (200)
Paesi Bassi . . .	1.800	50	115
		250	130

(Le portate poste tra parentesi sono ottenute in condizioni particolarmente favorevoli. Le potenze riportate sono quelle ottenute durante l'emissione di un tratto telegrafico).

E. Esercizio.

L'amministrazione americana ha comunicato quanto segue riguardo all'organizzazione dell'esercizio telefonico tra le stazioni di bordo americane ed inglesi e le stazioni terrestri:

L'Oceano Atlantico è diviso in due zone: una zona inglese ed una zona americana; la linea di demarcazione è posta a 37° e 30' ad ovest del meridiano di Greenwich. Le stazioni terrestri comunicano durante un periodo di tre ore con le navi che si trovano nella loro propria zona e quindi, per un periodo di due ore, con le navi che si trovano nell'altra zona. La stazione terrestre

chiama le stazioni di bordo le une dopo le altre utilizzando l'onda migliore in relazione alla loro posizione e al momento della giornata nel quale viene effettuata la chiamata. Gli operatori di bordo, come quelli delle stazioni terrestri, possono determinare in base a dei diagrammi le lunghezze d'onda più favorevoli. Se, per eccezione, la stazione di bordo chiama la stazione terrestre, l'operatore della stazione di bordo deve prima accordare il suo ricevitore sull'onda di trasmissione della stazione costiera che corrisponde alla sua onda di chiamata, ed assicurarsi che questa stazione costiera non sia già in comunicazione con un'altra stazione di bordo. È meglio che la chiamata sia effettuata telegraficamente per modulazione del trasmettitore a mezzo di una frequenza udibile di 1000 c/s (segnale *ronflé*); si possono allora scambiare telegrammi di servizio quando la emissione non è buona.

L'amministrazione francese propone di preparare comunicazioni telefoniche con l'aiuto del trasmettitore telegrafico di bordo.

F. Riassunto dei principii dei quali occorre tener conto quando si stabilisce un servizio radiotelefonico a grande distanza con le navi in mare.

In condizioni determinate, è possibile organizzare un servizio commerciale di radiotelefonia a grande distanza tra le navi in mare e gli abbonati al telefono su terraferma. Si vede, in base alla documentazione che si possiede fino ad ora su questa questione, che non esiste alcuna divergenza di vedute sui principii da osservare su questo soggetto. Questi principii sono in riassunto i seguenti:

1° Per questo servizio non ci si può servire che delle onde portanti comprese tra 3000 e 23.000 kc/s (100 a 13 metri); in zone ravvicinate si possono egualmente utilizzare delle onde portanti comprese tra 3000 e 1500 kc/s (100 a 200 metri).

2° Una condizione particolarmente favorevole è che una stazione terrestre sia situata sulla costa o nelle immediate vicinanze del mare.

3° I trasmettitori terrestri devono possedere la più grande potenza possibile; al contrario, per i trasmettitori di bordo si raccomanda di non sorpassare in telefonia una potenza di 2 kW allo

scopo di mantenere entro limiti ammissibili l'azione del trasmettitore sul ricevitore della stazione di bordo.

4° A terra, si utilizzeranno per quanto è possibile delle antenne direttive per la trasmissione e per la ricezione, e fino a quando lo permetta la rotta seguita dalla linea di navigazione. Queste antenne non dovranno dare un fascio molto concentrato (massimo 60°). A bordo non si può fare uso in generale che di semplici dipoli ciascuno dei quali può, in ogni caso, essere utilizzato per due frequenze.

5° La costanza delle onde di emissione deve elevarsi, per quanto è possibile, a $\pm$ 0,02 % tanto alla stazione terrestre che a quella di bordo;

6° Di massima, il tempo necessario per effettuare un cambiamento d'onda nelle stazioni terrestri ed in quelle di bordo non deve sorpassare i 5 minuti.

7° I ricevitori di bordo devono possedere una grande sensibilità ed una grande selettività e devono essere provvisti di dispositivi per compensare i fenomeni di evanescenza (fading). Nelle stazioni di bordo e per le zone nelle quali l'intensità del campo ricevuto è compresa tra 20 e 5000 μV/m, quando si utilizza una semplice antenna dipolo, occorre che si possa assicurare un volume conveniente e costante della voce. È necessario che le frequenze della gamma vocale (250 a 2750 c/s) presentino delle caratteristiche eguali.

8° A bordo, il trasmettitore ed il ricevitore devono essere installati quanto più lontano è possibile l'uno dall'altro. Tutte le parti metalliche devono essere riunite elettricamente allo scafo.

9° Per il montaggio a bordo riesce pratico servirsi del sistema detto « aperto » (telefono e microfono separati elettricamente ed acusticamente); al contrario, a terra, si raccomanda di applicare tutte le misure che sono impiegate nel servizio radiofonico a grande distanza tra punti fissi e che hanno lo scopo di impedire unicamente la produzione di effetti di eco ed il passaggio del rumore del ricevitore terrestre. Tuttavia, quando il servizio è effettuato in una zona ravvicinata, si può rinunziare ai dispositivi di qualsiasi specie comandati dalla voce.

10° Occorre installare la telefonia a due vie le cui frequenze portanti non siano troppo lontane le une dalle altre. Si debbono allora attribuire ad ogni stazione terrestre almeno quattro coppie di frequenze per il traffico con le stazioni di bordo; per la differente utilizzazione di queste frequenze si deve stabilire un programma fisso che dipenda dalla distanza per il giorno, la notte, l'estate e l'inverno.

11° La ripartizione delle frequenze deve essere effettuata in maniera che l'interferenza tra telefonia e telegrafia sia la più piccola possibile. Per una banda determinata attribuita ad un servizio mobile, tutte le frequenze dei servizi telefonici delle stazioni di bordo devono essere riunite in un gruppo, tutte le frequenze dei servizi telegrafici delle stazioni di bordo in un secondo gruppo, tutte le frequenze dei servizi telefonici delle stazioni terrestri in un terzo gruppo, e, per quanto è possibile, tutte le frequenze dei servizi telegrafici delle stazioni terrestri in un quarto gruppo. Gli scarti minimi tra le frequenze devono, per quanto è possibile, essere i seguenti:

SERVIZI	Scarto minimo delle frequenze
Telefonia di bordo e telefonia della stazione costiera . . .	3 %
» » » telegrafia di bordo	3 %
» » » » » della stazione costiera . . .	3 %
» della stazione costiera e telegrafia di bordo	3 %
Telegrafia » » » » »	1 %
Telefonia » » » » » della staz. costiera	0.5 %
Telegrafia di bordo alla telegrafia di bordo	0.4 %

I gruppi dei servizi telefonici e quelli dei servizi telegrafici delle stazioni di bordo devono trovarsi alle estremità della banda.

12° Le larghezze delle bande necessarie ad un canale tele-

fonico, per differenti valori delle frequenze portanti, saranno rapidamente presso a poco le seguenti:

Frequenze portanti in kc/s	Larghezza della banda di comunicazione in kc/s	Tolleranza di frequenza in kc/s	Banda di frequenza in kc/s	Larghezza totale del canale telefonico in kc/s
3.000	6	1.2	2.0	9.2
4.000	6	1.6	2.0	9.6
6.000	6	2.4	3.0	11.4
8.000	6	3.2	4.0	13.2
13.000	6	5.2	6.0	17.2
17.000	6	6.8	8.0	20.8
22.000	6	8.8	10.0	24.8

13° Allo scopo di popolarizzare il servizio radiotelefonico commerciale effettuato tra stazioni mobili e rete terrestre, e tenuto conto che al principio si produrranno ancora delle difficoltà, è particolarmente opportuno di non fissare delle tariffe troppo elevate. Nel traffico con l'America del Nord, sarà opportuno dividere l'Oceano Atlantico del nord in due zone delimitate dal 37° 30' ad ovest del meridiano di Greenwich. Di queste zone una sarà chiamata la zona est e l'altra la zona ovest.

14° Si raccomanda, per l'organizzazione del servizio, di prevedere la possibilità di utilizzare le più grandi navi come stazioni-relais; queste navi serviranno d'intermediario alle comunicazioni telefoniche domandate dai passeggeri o dirette a passeggeri viaggianti su navi di media grandezza. In queste due categorie di navi converrà utilizzare per la telefonia il trasmettitore radiotelegrafico ad onde corte.

15° Nella zona prossima alla costa si sono ottenuti dei buoni risultati con delle onde comprese tra 1500 e 3000 kc/s (200 a 100 m) ed in particolare con quelle comprese tra 1500 e 2000 kc/s (200 a 150 m). L'impiego di questa gamma di onde conviene specialmente per delle navi meno importanti. Per queste è raccomandato di prevedere l'onda di 1667 kc/s (180 m) come onda generale di chiamata.

PARERE N. 35(1). - COORDINAMENTO DELLA RADIOTELEFONIA FRA STAZIONI FISSE CON LA TELEFONIA SU RETE TERRESTRE.

Il C. C. I. R., considerando:

1° che la questione del coordinamento della radiotelefonia fra stazioni fisse con la telefonia su rete terrestre è già stata studiata dal C. C. I. telefonico, il quale, nella sua assemblea generale di Bruxelles 1930, ha dato ad essa una risposta.

2° che non vi è per il momento niente da aggiungere al parere espresso dal C. C. I. telefonico,

si uniforma

al parere espresso dal C. C. I. telefonico, nella sua assemblea generale del giugno 1930.

Coordinamento della radiotelefonia e della telefonia nel servizio telefonico internazionale.

Il Comitato Consultivo Internazionale,

considerando:

che l'utilizzazione di un collegamento radiofonico in un circuito telefonico a grande distanza implica certe speciali condizioni che comportano particolari difficoltà, che non si incontrano quando si utilizzano soltanto i collegamenti con fili,

che un circuito radiotelefonico differisce da un circuito metallico nei seguenti punti:

1° Un circuito radiotelefonico è soggetto a variazioni di indebolimento, con la particolare difficoltà della evanescenza dei segnali (fading) che caratterizza la trasmissione alle altissime radio frequenze.

2° Un circuito radiotelefonico viene disturbato dai rumori prodotti dai parassiti atmosferici, la cui intensità varia da una quantità trascurabile fino ad un valore del medesimo ordine di grandezza del segnale che si desidera ricevere.

---

(1) Questo parere sostituisce il parere n. 29 del C. C. I. R.

3° Speciali precauzioni sono necessarie nello stabilire e mantenere un circuito radiotelefonico, allo scopo di evitare al posto radio-ricevente le perturbazioni prodotte dal radio-trasmettitore utilizzato nell'altro senso di trasmissione, e dei radio-trasmettitori utilizzati per altri servizi: in altre parole occorre evitare o correggere le anormali condizioni d'innesco di oscillazioni o di diafonia.

4° Allo scopo di mantenere il collegamento radiofonico nelle migliori condizioni dal punto di vista della trasmissione, è necessario disporre di mezzi speciali per assicurarsi che il radio-trasmettitore funzioni, per quanto possibile, sempre a pieno carico, qualunque siano la natura e l'attenuazione della linea di prolungamento collegata al circuito radiotelefonico.

5° La banda delle frequenze vocali che il collegamento radiofonico può effettivamente trasmettere può essere limitata da una o più delle seguenti condizioni:

a) necessità di economizzare le frequenze utilizzabili per le radio trasmissioni;

b) impiego di una bassa radio frequenza;

c) necessità d'impiegare dei filtri elettrici con il particolare sistema di trasmissione che si utilizza.

6° Un circuito radiotelefonico è, in generale, un circuito intercontinentale a grande distanza, che procura un servizio telefonico fra due reti estese, e questo fatto ha una grande importanza da due punti di vista:

a) è desiderabile che le caratteristiche di trasmissione che si cerca di realizzare nello stabilire questo circuito radiotelefonico, siano migliori di quelle prescritte per i circuiti metallici a grande distanza;

b) allo stato attuale della tecnica, non conviene privare il pubblico di un servizio molto utile, con il pretesto che esso non soddisfi sempre al grado di eccellenza desiderabile per le comunicazioni a grande distanza dal punto di vista della qualità;

emette all'unanimità il parere

1° che la banda delle frequenze effettivamente trasmesse da un circuito radiotelefonico non sia inferiore a quella raccomandata

dal C. C. I. per i circuiti telefonici internazionali a grande distanza ossia 300-2500 p/s (vedi annesso vol. II., n. 4, pag. 432 dei documenti dell'assemblea plenaria di Bruxelles, 1930, del C. C. I. telefonico), ma è desiderabile, se possibile, una più grande banda di frequenze, e, quando lo si possa, il circuito radiotelefonico dovrebbe essere progettato in modo da trasmettere una banda di frequenze compresa al minimo tra 200 e 3000 p/s.

(*Osservazione:* Allo stato attuale della tecnica può essere desiderabile utilizzare provvisoriamente delle bande di frequenza diverse da quelle specificate più sopra, qualora ne risulti un miglioramento della trasmissione, per es. in seguito ad una riduzione dei disturbi).

2° che l'equivalente normale di un circuito radiotelefonico non sia superiore al limite raccomandato per i circuiti a grande distanza, vale a dire 1,3 neper oppure 11,3 decibel, ma, quando lo si può fare, un circuito radiotelefonico dovrebbe essere progettato in modo da avere un equivalente inferiore a questo valore nelle condizioni radioelettriche favorevoli; che, siccome allo stato attuale della tecnica non è pratico mantenere un circuito radiofonico rigorosamente al disotto di questo limite di 1,3 neper o 11,3 decibel, una certa tolleranza deve essere accordata quando le condizioni radioelettriche sono sfavorevoli piuttosto che privare gli abbonati di un servizio a grande distanza molto utile. Occorre osservare che, nel caso di condizioni radioelettriche sfavorevoli, potrà essere necessario rinunciare ai prolungamenti, normalmente possibili, del collegamento radiofonico con collegamenti a filo.

3° che siano fatti tutti gli sforzi possibili per ridurre il livello dei rumori rispetto a quello della parola, utilizzando dei dispositivi radioelettrici come le antenne direttive ecc. Tuttavia sarà necessario tollerare delle larghe variazioni di livello dei rumori di un circuito radiotelefonico. Inoltre, allo stato attuale della tecnica, non si può ancora raccomandare, nè un valore massimo del rapporto della intensità dei rumori a quella della parola, nè un metodo di misura dei rumori.

Provvisoriamente si possono prendere come guida i seguenti valori per il livello dei rumori su un circuito radiotelefonico:

a) In condizioni radioelettriche medie si può contare su una tensione media dei rumori arrivanti almeno a 25 millivolt in 600 ohm al livello di trasmissione zero, il che corrisponde in corrente raddrizzata ad una potenza media di 0,001 milliwatt.

b) In condizioni radielettriche sfavorevoli, si può tollerare una tensione media dei rumori fino a 200 millivolt in 600 ohm al livello zero, se i circuiti di prolungamento, compresi i circuiti degli abbonati, sono di una qualità sufficientemente buona (questa tensione dei rumori corrisponde ad una potenza media di 0,067 milliwatt in corrente raddrizzata). Ci si dovrà assicurare che la tensione dei rumori non sia tale da far azionare i soppressori di eco, di cui i circuiti di prolungamento possono essere muniti. Per quanto riguarda questo ultimo punto, si può stimare che una tensione di 80 millivolt al livello zero faccia funzionare i soppressori di eco attualmente utilizzati, se essa è applicata ad un intervallo di tempo superiore alla durata del primo periodo transitorio di questi apparecchi (vedi l'annesso seguente intitolato: « Principio fondamentale della misura della potenza vocale », del dott. Mayer).

Si deve osservare d'altronde che un simile incidente non presenta inconvenienti seri che quando è frequentemente ripetuto.

4° che i circuiti di prolungamento raccordati ad un circuito radiotelefonico, siano conformi alle diverse raccomandazioni del C. C. I. riguardanti l'equivalente, la distorsione, i rumori, gli echi ed i fenomeni transitori ecc. sui normali circuiti metallici, ed in particolare alle seguenti:

a) L'equivalente tra un abbonato e gli estremi del circuito radiotelefonico non deve sorpassare il valore provvisorio di $1,3 + 1,0 = 2,3$ neper o 20 decibel.

L'equivalente totale tra due abbonati, compreso il circuito radiotelefonico e nel caso di amplificatori su cordoni, non deve sorpassare il valore provvisorio di 3,3 neper o 28,6 decibel.

b) La tensione dei rumori non deve sorpassare il valore di 5 millivolt in 600 ohm al livello di trasmissione.

c) Gli effetti di eco non devono sorpassare i limiti indicati nelle curve e nei pareri del C. C. I.

d) La durata dei fenomeni transitori nei circuiti di prolungamento deve essere tale che la durata totale di un fenomeno

transitorio per una qualsiasi frequenza della banda da trasmettere effettivamente e per il circuito completo tra abbonati (compreso il circuito radiotelefonico e le sue linee di prolungamento) non sorpassi i 30 millisecondi.

5° che, nel caso in cui il circuito radiotelefonico utilizzi una gamma di radiofrequenze molto bassa, rendendo necessaria, a causa dell'ingombro dell'etere, l'utilizzazione della medesima banda di radiofrequenze per la trasmissione nelle due direzioni, questo circuito radiotelefonico sia munito di un dispositivo di commutazione comandato dalla voce (soppressore di reazione) allo scopo di evitare l'innesco delle oscillazioni o delle perturbazioni causate da un posto radiotrasmettitore su un posto radioricevitore vicino.

Benchè non sia sempre essenziale dal punto di vista tecnico d'impiegare il dispositivo di commutazione comandato dalla voce (soppressore di reazione) quando non si utilizzi la medesima banda di frequenza per la radiotrasmissione nei due sensi (come è pratica attuale per le radiofrequenze molto elevate), è desiderabile equipaggiare il circuito radiotelefonico con dispositivi tali da permettere:

a) di utilizzare questo circuito con un piccolo equivalente, e

b) di collegare insieme i due circuiti di prolungamento a grande distanza, che, in assenza d'un tale dispositivo, costituirebbero un collegamento presentante eccessivi effetti di eco.

6° che, allo stato attuale della tecnica, ed allo scopo di mantenere la parola ai livelli necessari sul collegamento radiofonico, uno speciale operatore tecnico sorvegli in maniera continua la trasmissione, a partire da una posizione equipaggiata con strumenti indicanti la potenza vocale e la tensione media dei rumori perturbatori; che questo operatore possa regolare la potenza vocale in maniera che il radiotrasmettitore venga completamente inserito e che esso proceda a tutte le necessarie regolazioni del circuito (agendo egualmente sui soppressori di reazione), affinchè le condizioni del circuito radiotelefonico siano, in ogni istante, in rapporto con la potenza vocale e l'intensità dei rumori perturbatori.

7° che in particolare, quando si utilizzano delle frequenze molto elevate, il circuito radiotelefonico sia equipaggiato con appa-

recchi di regolazione automatica del guadagno allo scopo di compensare automaticamente, e per quanto lo si può fare, il fenomeno di evanescenza dei segnali radioelettrici (fading).

8° che gli equipaggiamenti terminali del circuito radiotelefonico siano tali che questo circuito possa essere connesso, come un qualsiasi circuito, con qualunque altro tipo di circuito.

Strumento che permette allo speciale operatore, che si trova al punto di giunzione del collegamento radiotelefonico con il circuito metallico, di misurare la potenza vocale.

Il Comitato Consultivo Internazionale

emette, all'unanimità, il parere

1° che gli strumenti che conviene installare nella posizione di sorveglianza servita dallo speciale operatore, dipendano dalle informazioni che si desidera avere sulla potenza istantanea trasmessa dal circuito nel punto nel quale tali apparecchi sono installati;

2° che la pratica attuale impiega ordinariamente due distinti apparecchi, la cui realizzazione d'altra parte può variare. Il primo indica le punte di potenza, il secondo segue in media le variazioni della potenza. In tal modo si può, da una parte, proteggere il radiotrasmettitore contro i sovraccarichi troppo frequenti (talvolta a mezzo di un limitatore automatico) e d'altra parte regolare la modulazione del radiotrasmettitore al suo valore migliore. Può essere conveniente in certi casi adoperare contemporaneamente questi due apparecchi;

3° che è possibile, peraltro, adoperare un apparecchio unico avente la funzione di integrare la potenza trasmessa sul circuito durante un intervallo di tempo eguale al massimo intervallo durante il quale un eccesso di modulazione è senza inconvenienti. Le costanti di un tale apparecchio possono d'altronde essere scelte, in massima, tali da farlo funzionare sia da indicatore di massimo come da indicatore di potenza vocale, a seconda dei desiderata dell'esercizio. È possibile allora regolare la modulazione in modo che l'ago dello strumento sorpassi solo eccezionalmente un limite fissato;

4° che, benchè l'esercizio delle comunicazioni radiotelefoniche a grande distanza non esiga l'unificazione delle caratteristiche di tali diversi apparecchi, sarebbe nondimeno molto desiderabile adottare ulteriormente delle caratteristiche uniformi per gli apparecchi utilizzati dalle differenti Amministrazioni e Compagnie esercenti, in maniera da rendere possibile il confronto delle osservazioni fatte alle estremità di un medesimo collegamento. A tale scopo possono essere utilizzate le caratteristiche che definiscono il funzionamento di ciascun apparecchio, indicate nell'allegato seguente, intitolato: « Principio generale della misura della potenza vocale », del dott. Mayer.

Protezione dei soppressori di reazione installati su di un circuito radiotelefonico.

Il Comitato Consultivo Internazionale,

considerando

che; per quanto concerne la protezione dei soppressori di reazione, installati in vicinanza dello speciale operatore, contro l'azione intempestiva delle punte relative a rumori parassiti, non è sempre necessario uno strumento di misura, e che può essere sufficiente disporre di un organo indicatore, che funzioni ogni qualvolta il soppressore di reazione è stato azionato (lo speciale operatore regola allora l'amplificazione secondo i casi);

considerando, tuttavia,

che si potrà talvolta trovare desiderabile, nel caso dei soppressori di reazione, e che sarà in ogni caso necessario, nel caso dei soppressori di eco installati sulle linee terrestri, di adoperare uno strumento di misura,

emette all'unanimità il parere

che, per proteggere i soppressori di reazione piazzati su di un circuito radiotelefonico contro l'azione intempestiva delle punte relative ai rumori parassiti, è raccomandabile di utilizzare uno strumento di misura, le cui durate di transizione (definite nell' allegato seguente intitolato: « Principio fondamentale della misura della

potenza vocale ») e la caratteristica in funzione della frequenza, corrispondano a quelle del soppressore che si ha lo scopo di proteggere.

ALLEGATO

PRINCIPIO FONDAMENTALE DELLA MISURA DELLA POTENZA VOCALE.

Nota del dott. Mayer (della Società Siemens & Halske, Berlino).

Esistono due metodi differenti applicabili alla misura delle potenze vocali.

I. STRUMENTI DI MISURA DEL TIPO « INDICATORE DI POTENZA VOCALE ».

Questi strumenti (fig. 1) consistono in un amplificatore, la cui ultima lampada è montata in rivelazione; uno strumento di misura a corrente continua è inserito nel circuito di placca di questa lampada. Qualunque sia l'andamento della tensione alternata V applicata, si può dedurre il corrispondente modo di funzionamento di questi strumenti, dalla maniera con la quale si comportano sotto l'effetto di un segnale alternato sinusoidale di determinata durata e bruscamente applicato.

Nella figura 2, V rappresenta la tensione alternata applicata; I la corrente continua dello strumento che, nel caso ideale, ha la forma rettangolare indicata; A l'andamento della deviazione dell'ago in funzione del tempo. Questo dipende dalle caratteristiche meccaniche dello strumento e può essere caratterizzato dalla durata del periodo transitorio τ e dallo scarto Δ tra il primo massimo di elongazione e l'elongazione finale dell'ago. Uno scarto Δ troppo grande è da evitarsi, poichè in questo caso si è tentati di attribuire alla tensione applicata un valore superiore al reale; è per questo che è opportuno lavorare in vicinanza del regime aperiodico.

Il periodo transitorio τ dello strumento ha per conseguenza che questo effettua l'integrazione, durante l'intervallo di tempo τ, della curva della tensione all'entrata. Il movimento dell'ago si produrrà in modo tanto più dolce ed uniforme (il che è molto desiderabile) quanto più grande sarà il valore del periodo transitorio scelto. Tuttavia un periodo transitorio molto grande presenta

l'inconveniente che gli impulsi di durata inferiore al periodo transitorio non sono indicati con la loro ampiezza reale.

La pratica mostra che, affinchè lo strumento funzioni regolarmente, il periodo transitorio deve essere di 2 secondi circa. D'altra parte, è desiderabile che gli impulsi di durata eguale a 0.2

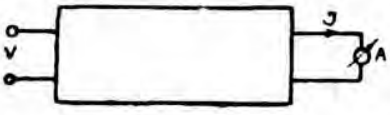


Figura 1.

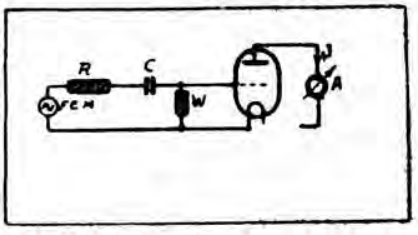


Figura 3.

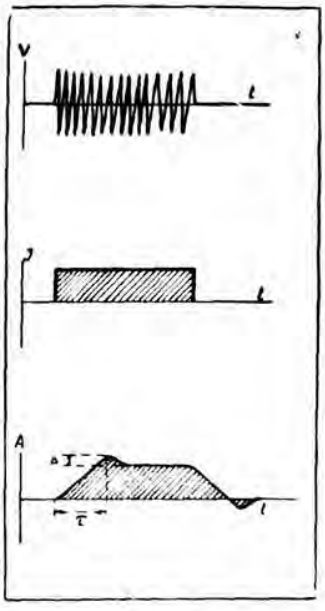


Figura 2.

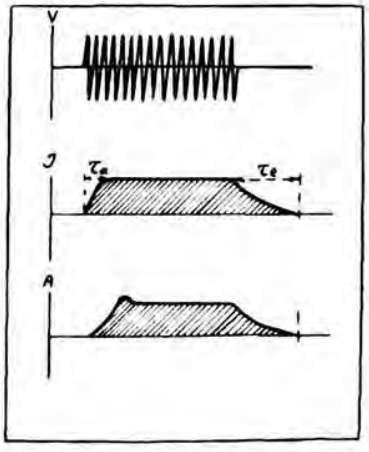


Figura 4.

secondi circa siano correttamente indicati. È pertanto impossibile soddisfare nel medesimo tempo a tutte e due le condizioni.

È per questo che alla SFERT si sono fatte prove con due strumenti differenti, quali indicatori di potenza vocale (un apparecchio

Weston ed uno Chauvin e Arnoux), tutti e due presentanti uno scarto Δ troppo grande. Il primo effettua l'integrazione durante il periodo di 0.2 secondi circa; le sue indicazioni non sono valevoli che per brevi intervalli e, a parere generale, l'ago ha dei movimenti troppo rapidi. Il secondo effettua l'integrazione durante un periodo stimato di 2 secondi; funziona in modo dolce ed uniforme, ma non indica che in modo approssimativo gli impulsi relativi a delle oscillazioni isolate.

È impossibile ottenere contemporaneamente che l'apparecchio funzioni regolarmente e registri correttamente gli impulsi brevi.

II. Strumenti di misura del tipo « Impulsmesser ».

In questo strumento (fig.3), il rivelatore a griglia negativa dell'indicatore di potenza vocale è rimpiazzato da un triodo rivelatore per caratteristica di griglia (audion), nel cui circuito di griglia sono inseriti un condensatore C ed una resistenza W. La parte dello « Impulsmesser » (abbreviato « IM ») situata davanti l'audion può essere sostituita da una sorgente di forza elettromotrice alternata di resistenza R. Qui ancora si possono dedurre le condizioni di funzionamento dell' « IM », qualunque sia l'andamento della forza elettromotrice applicata, dalla maniera con la quale si comporta sotto l'azione di un segnale alternato di determinata durata ed applicato bruscamente. Nella figura 4, V rappresenta l'andamento della forza elettromotrice; J la corrente nello strumento ed A la deviazione in funzione del tempo. La curva della corrente non ha più un andamento rettangolare, ma presenta due parti transitorie τ_a ed τ_e che possono variare molto, ed indipendentemente l'una dall'altra, secondo i valori dati a R, W e C. Teoricamente lo strumento di misura A più conveniente sarà quello il cui periodo transitorio sarà trascurabile, dimodochè l'andamento della curva A sarà identico a quello di J. È impossibile arrivare a questo, che d'altronde non è rigorosamente necessario, poichè in pratica è soddisfacente un periodo transitorio dell'ordine di 0,2 secondi. Affinchè lo strumento funzioni regolarmente è necessario che τ_e sia grande, cioè dell'ordine di 2 secondi (possono tuttavia presentarsi dei casi, nei quali sarà desiderabile avere per τ_e dei valori ancora più elevati). D'altra parte, perchè un impulso di durata τ sia ancora

registrato correttamente bisogna che si abbia $\tau_a < \tau$. Il valore più piccolo realizzabile praticamente è $\tau_a = 0{,}02$ secondi. Impulsi di simile durata sono ancora registrati correttamente anche se il periodo transitorio τ_1 dello strumento di misura *A* è sensibilmente più grande che la durata dell'impulso, solamente a condizione che τ_e sia grande in rapporto a τ_1. Per la misura d'impulsi molto corti (punti) si sono trovati convenienti i valori seguenti:

$$\tau_a = 0{,}02 \text{ sec.} \qquad \tau_1 = 0{,}2 \text{ sec.} \qquad \tau_e = 2 \text{ sec.}$$

In altri casi può essere necessario non più di dover misurare dei «punti», ma d'integrare sulla durata di trasmissione di un intervallo di 0,2 sec. Facendo variare le costanti elettriche del circuito di griglia dell'audion, si possono ottenere facilmente dei valori convenienti, per esempio:

$$\tau_a = 0{,}2 \text{ sec.} \qquad \tau_1 = 0{,}2 \text{ sec.} \qquad \tau_e = 2 \text{ sec.}$$

L'«IM», che è stato provato al laboratorio della SFERT, è un vecchio modello le cui costanti sono le seguenti:

$$\tau_a = 0{,}02 \text{ sec.} \qquad \tau_1 = 2 \text{ sec.} \qquad \tau_e = 20 \text{ sec.}$$

Questi valori sembrano non dover convenire allo scopo che ci si proponeva di raggiungere.

La differenza essenziale che esiste fra l'«IM» e l'indicatore di potenza vocale risulta dal fatto che l'integrazione non è effettuata dallo strumento di misura terminale, ma da un circuito elettrico le cui costanti possono venir scelte in modo tale che anche gli impulsi corti siano registrati correttamente (impulsi la cui durata può essere molto più piccola che il periodo transitorio dello strumento terminale) e che nondimeno lo strumento funziona grazie al valore soddisfacente di τ_e.

Risulta da quanto esposto precedentemente, che l'apparecchio denominato «Impulsmesser» non funziona necessariamente come indicatore di cresta, ma che, secondo i valori delle sue parti costitutive, può funzionare sia da indicatore di cresta, sia da indicatore di potenza vocale, sia seguendo quella legge che si desidera.

PARERE N. 36. - PROLUNGAMENTO DI UN COLLEGAMENTO RADIOTELEFONICO NEL CASO DI CONDIZIONI RADIOELETTRICHE SFAVOREVOLI.

Il C. C. I. R., considerando:

1° che l'annesso al parere n. 29 del C. C. I. R., al soggetto del coordinamento della telefonia con filo con la radiotelefonia, contiene la seguente frase:

« Occorre osservare che, in caso di condizioni radioelettriche sfavorevoli, potrà essere necessario di rinunziare ai prolungamenti, normalmente possibili, del collegamento radiotelefonico con collegamenti per filo »,

e che una amministrazione ha proposto di modificare questa frase, nel senso che, nel caso di condizioni radioelettriche sfavorevoli, venga tollerato di prolungare il collegamento radiotelefonico con dei circuiti a quattro fili;

2° che la frase sopra indicata permette già alle amministrazioni ed alle compagnie interessate d'impiegare, nel caso di condizioni radioelettriche sfavorevoli, non solo la tecnica utilizzata dalla detta amministrazione, ma ogni altro modo di collegamento che fosse stimato opportuno,

esprime il parere

che non sia opportuno modificare la frase sopra riportata nel parere n. 35 del C. C. I. R.

PARERE N. 37 (1). - LISTA DELLE FREQUENZE.

Il C. C. I. R., considerando

che la convenzione radiotelegrafica internazionale, Washington, 1927, non prevede la pubblicazione di una lista di frequenze,

che una lista di frequenze sarebbe molto utile e di grande valore pratico,

che questa lista dovrebbe contenere le notizie su tutte le frequenze previste per dei servizi regolari o attribuite a questi

(1) Questo parere sostituisce il parere n. 19 del C. C. I. R.

servizi e suscettibili di produrre dei disturbi oltre i confini del paese, nel quale esse vengono utilizzate,

esprime il parere

a) che una lista delle frequenze venga stabilita e pubblicata dall'Ufficio internazionale dell'Unione telegrafica e contenga le seguenti indicazioni che dovrebbero essere trasmesse senza ritardo a questo Ufficio:

1° *Frequenza.*

La frequenza esatta dovrebbe essere indicata in kc/s (vedi il parere n. 38 del C. C. I. R.).

Nel caso di un sistema multiplex, s'indicheranno tutte le frequenze portanti nella colonna 1 e, per ognuna delle frequenze, si ripeteranno, nella colonna delle osservazioni, tutte le altre frequenze portanti del sistema con la indicazione « sistema multiplex ».

Nel caso di una emissione nella quale la frequenza portante viene soppressa, si indicherà, nella colonna 1, una frequenza che, combinata con la cifra della colonna 9 (frequenza di modulazione), determinerà la banda impiegata. Nella colonna 14 (osservazioni) si indicherà che la frequenza portante è soppressa e che la trasmissione si effettua per mezzo di una unica banda laterale od in altra maniera.

2° *Lunghezza d'onda.*

La lunghezza d'onda approssimativa sarà indicata in metri (vedi il parere n. 38 del C. C. I. R.).

3° *Data della notificazione.*

Questa data sarà quella della comunicazione con la quale le notizie concernenti la frequenza di che trattasi saranno trasmesse all'Ufficio Centrale.

4° *Indicativo di chiamata.*

5° *Nome della stazione e paese sotto la cui giurisdizione essa lavora.*

6° *Tipo di emissione.*

Sarà indicato con A1, A2, A3, B, Speciale. L'indicazione « Speciale » deve applicarsi a quei tipi di emissione che non sono compresi nelle altre designazioni (emissione di radiofototelegrafia e di televisione).

7° *Potenza nell'antenna.*

a) kW.

Le indicazioni di questa colonna dovrebbero dare la potenza dell'onda portante nelle condizioni di servizio normale;

b) Grado di modulazione, ... per cento.

La cifra figurante in questa colonna dovrebbe indicare il grado massimo reale di modulazione impiegato nel servizio normale (vedi parere n. 40 del C. C. I. R.).

8° *Direttività dell'antenna.*

Quando viene utilizzata un'antenna direttiva, la si deve indicare con la lettera « D » seguita dalla lettera « T » nel caso che i sistemi irradianti possano essere sottoposti a una rotazione.

9° *Frequenza di modulazione.*

La frequenza di modulazione da inserire in questa colonna deve indicare la banda di frequenza destinata a modulare la frequenza portante, e precisamente:

per l'emissione di tipo A1 e B, nessuna cifra;

per l'emissione di tipo A2, A3, e Speciale, la larghezza massima in kc della banda impiegata. Se la trasmissione non utilizza che una banda laterale, lo si indicherà ponendo davanti alla cifra il segno + (banda laterale di frequenza superiore alla frequenza portante) o — (banda laterale di frequenza inferiore alla frequenza portante).

10° *Velocità di trasmissione in baud* (1).

Questa velocità sarà la velocità massima di trasmissione telegrafica impiegata normalmente nel servizio.

11° *Natura del servizio e paesi con i quali la comunicazione è prevista o stabilita.*

---

(1) La riunione del C. C. I. T. di Berlino (1929) ha espresso sotto A1 *a*) il parere:

« che la velocità di trasmissione venga espressa con l'inverso del valore dell'intervallo elementare misurato in secondi;

che la velocità di trasmissione di un intervallo per secondo sia chiamata « baud », per onorare la memoria del grande telegrafista Emilio Baudot ».

12° *Data di messa in servizio della frequenza* (data prevista tra parentesi).

13° *Amministrazione o compagnia esercente.*

14° *Osservazioni.*

b) che questa lista sia considerata come un documento di servizio ai sensi dell'Art. 13 del Regolamento generale annesso alla Convenzione radiotelegrafica di Washington.

PARERE N. 38. - PRECISIONE NELL'INDICAZIONE DELLE FREQUENZE E DELLE LUNGHEZZE D'ONDA.

Il C. C. I. R.,

considerando

che all'art. 4, § 1, (5), del Regolamento generale di Washington, è stabilito che le onde siano indicate in primo luogo con la loro frequenza in chilocicli per secondo (kc/s) e che a seguito di questa indicazione venga indicata, tra parentesi, la lunghezza d'onda approssimativa in metri, questa ultima essendo espressa con il quoziente della divisione del numero 300.000 per la frequenza espressa in kc/s;

esprime il parere

1° che la frequenza venga espressa con un numero di cifre tali che l'incertezza dell'approssimazione sia uguale ad un decimo della tolleranza ammessa, e che la lunghezza d'onda sia calcolata con una approssimazione uguale alla tolleranza;

2° che la cifra della frequenza sia considerata sempre come esatta, anche se la lunghezza d'onda corrispondente è espressa con un numero arrotondato.

PARERE N. 39. - ATTRIBUZIONE DI UN INDICATIVO DI CHIAMATA DISTINTO PER OGNI FREQUENZA UTILIZZATA NEL SERVIZIO FISSO.

Il C. C. I. R.,

considerando

che l'attribuzione di un indicativo di chiamata distinto faciliterebbe l'esame di tutti i casi di disturbo fra stazioni fisse e potrebbe, per conseguenza, permettere di ridurre questi disturbi,

esprime il parere

1° che ogni frequenza utilizzata da una stazione del servizio fisso dovrebbe venire designata con un indicativo di chiamata distinto, utilizzato unicamente per tale frequenza,

2° che ogni indicativo di chiamata, dovrebbe essere indicato nella corrispondente colonna della nomenclatura delle stazioni fisse e terrestri, in corrispondenza alla frequenza, alla quale essa è attribuita.

Inoltre l'indicativo di chiamata, corrispondente ad ogni frequenza notificata, dovrebbe figurare nella corrispondente colonna della lista delle frequenze.

PARERE N. 40 (1). - DEFINIZIONE DELLA POTENZA DI UN TRASMETTITORE.

Il C. C. I. R.,

considerando

che, nelle condizioni attuali, non è pratico misurare la potenza propriamente detta di un trasmettitore radioelettrico, cioè la potenza irradiata dall'antenna,

che, al contrario, la tecnica dispone oggi di comodi mezzi che permettono di determinare la potenza assorbita o trasformata dai diversi organi di un trasmettitore radioelettrico,

che, nel caso delle emissioni modulate, per esempio di quelle della radiotelefonia, la definizione della potenza di un trasmettitore deve essere stabilita in maniera da dare per mezzo di due numeri una indicazione applicabile ai diversi tipi di modulazione,

esprime il seguente parere:

Si conviene di intendere per potenza di un trasmettitore radioelettrico la potenza nell'antenna.

S'intende per antenna il conduttore o l'insieme dei conduttori irradianti.

La potenza dell'antenna stessa può essere ottenuta, sia per mezzo di misure effettuate su antenna fittizia equivalente o su altre

(1) Questo parere sostituisce il n. 5 del C. C. I. R.

parti del trasmettitore (per es., se lo si desidera, all'ingresso del trasmettitore di una stazione mobile); nel caso di una misura indiretta, la potenza nell'antenna sarà stimata tenendo conto del rendimento degli organi intermedi.

Nel caso di un trasmettitore radiotelegrafico, si intende per potenza nell'antenna la potenza misurata in emissione continua.

Nel caso di un trasmettitore ad onde modulate, la potenza d'antenna è caratterizzata da due numeri: il valore della potenza dell'onda portante fornita all'antenna, e, inoltre, il coefficiente massimo reale di modulazione impiegato.

Di conseguenza, l'indicazione della potenza di un tale trasmettitore radioelettrico comporta un'indicazione del numero dei kw ed inoltre quella della cifra del coefficiente massimo reale di modulazione. Occorrerà, nel caso, accennare alla soppressione della banda laterale o della frequenza portante.

Nel caso di un trasmettitore ad onde corte o ultra corte modulate, si deduce la potenza dell'antenna dalla potenza all'uscita dall'ultimo stadio del trasmettitore, tenendo conto del rendimento degli organi intermedi.

ALLEGATO AL PARERE N. 40.

Il coefficiente di modulazione M di un trasmettitore conservante le due bande laterali simmetriche è definito, per es. dalla relazione:

$$M = 2 \cdot \frac{I_l}{I_p} \cdot 100\,\%$$

in cui I_l è l'ampiezza della corrente di una banda laterale e I_p l'ampiezza della corrente portante, il trasmettitore essendo sottoposto ad una modulazione sinusoidale.

PARERE N. 41 (1). - TOLLERANZE.

Il C.C.I.R. esprime il parere che sia tenuto conto delle seguenti considerazioni:

(1) Questo parere sostituisce il parere n. 14 del C.C.I.R.

1° La tolleranza è il massimo dello scarto ammissibile tra la frequenza che dovrebbe essere emessa dal posto, nell'ipotesi che esso sia esente da ogni errore, e la frequenza realmente emessa, nel caso più sfavorevole nel quale tutti gli errori si sommano.

2° Questo scarto risulta dalla combinazione di 3 errori:

a) l'errore del radiofrequenziometro o dell'indicatore di frequenza impiegato,

b) l'errore fatto al momento della regolazione del posto,

c) le variazioni lente della frequenza del trasmettitore (instabilità).

3° Nella tolleranza non è tenuto conto della modulazione.

4° Le tolleranze raccomandate nelle diverse gamme di frequenze e per i diversi servizi sono indicate nella tabella seguente:

Tabella delle tolleranze.

CATEGORIE DI EMISSIONI	Tolleranze raccomandate come immediatamente applicabili	Tolleranze raccomandate come applicabili per l'avvenire (1)
A) **Da 10 a 550 kc/s (30.000 a 545 m.):**		
a) Stazioni fisse.	0,1 %	0,1 %
b) Stazioni terrestri	0,1 %	0,1 %
c) Stazioni mobili utilizzanti delle frequenze indicate	0,5 % (2)	0,5 % (2)
d) Stazioni mobili utilizzanti un'onda qualunque nell'interno della banda durante una trasmissione.	0,5 %	0,5 %
e) Stazioni di radiodiffusione	0,3 kc/s	0,05 kc/s
B) **Da 550 a 1500 kc/s (545 a 200 m.):**		
a) Stazioni di radiodiffusione	0,3 kc/s	0,05 kc/s
b) Stazioni terrestri	0,1 %	0,1 %
c) Stazioni mobili utilizzanti un'onda qualunque nell'interno della banda durante una trasmissione.	0,5 %	0,5 %

(1) Il C. C. I. R. intende con questa denominazione indicare che le cifre di questa colonna non dovrebbero essere applicate ai nuovi trasmettitori che dopo il 1933 ed a tutti i trasmettitori che dopo il 1938.

(2) È riconosciuto che esiste in questo servizio un gran numero di trasmettitori a scintilla e un gran numero di semplici trasmettitori auto-oscillatori che non saranno mai in grado di soddisfare a questa condizione.

CATEGORIE DI EMISSIONI	Tolleranze raccomandate come immediatamente applicabili ±	Tolleranze raccomandate come applicabili per l'avvenire (*) ±
C) **Da 1500 a 6000 kc/s (200 a 50 m.):**		
a) Stazioni fisse.	0,05 %	0,03 %
b) Stazioni terrestri	0,1 %	0,04 %
c) Stazioni mobili utilizzanti delle frequenze indicate	0,1 %	0,1 %
d) Stazioni mobili utilizzanti un'onda qualunque nell'interno della banda durante una trasmissione.	5 kc s	3 kc s
e) Stazioni fisse terrestri di piccola potenza (fino a 250 watt-antenna) lavoranti nelle gamme comuni ai servizi fissi e mobili, durante una trasmissione	5 kc/s	3 kc/s
D) **Da 6000 a 23000 kc/s (50 a 13 m.):**		
a) Stazioni fisse.	0,05 %	0,02 %
b) Stazioni terrestri	0,1 %	0,04 %
c) Stazioni mobili utilizzanti delle frequenze indicate	0,1 %	0,1 % (0,04 % per le frequenze nelle bande comuni)
d) Stazioni mobili utilizzanti un'onda qualunque nell'interno di una banda durante una trasmissione	0,1 %	0,05 %
e) Stazioni di radiodiffusione	0,03 %	0,01 %
f) Stazioni fisse e terrestri di piccola potenza (fino a 250 watt-antenna) lavoranti nelle bande comuni dei servizi fissi e mobili durante una trasmissione	0,1 %	0,05 %

(*) Il C. C. I. R. intende con questa denominazione indicare che le cifre di questa colonna non dovrebbero essere applicate ai nuovi trasmettitori che dopo il 1933 ed a tutti i trasmettitori che dopo il 1938.

PARERE N. 42(1). - DEFINIZIONE DEI TERMINI RIGUARDANTI LE MISURE DELLE FREQUENZE. METODI DI CONFRONTO DEI CAMPIONI DI FREQUENZA.

1° Le definizioni seguenti sono state ammesse per evitare qualsiasi errore di interpetrazione:

(1) Questo parere sostituisce il parere n. 9 del C. C. I. R.

Frequenziometro campione assoluto di frequenza: dispositivo di misura che permette di valutare una frequenza in funzione del secondo di tempo solare medio (1).

Radiofrequenziometro o ondametro: strumento industriale che permette di eseguire la misura delle alte frequenze comprese tra due limiti determinati.

Frequenziometro o ondametro eterodina: apparecchio che permette la misura delle alte frequenze per mezzo della produzione di oscillazioni radioelettriche persistenti di frequenza eguale a quella che si deve misurare o che ne differisce di una quantità conosciuta.

Indicatore di frequenza: dispositivo industriale (oscillatore o risonatore) che permette di verificare una sola frequenza.

Campione secondario di frequenza: apparecchio suscettibile di produrre una frequenza con una costanza tale, che il campione assoluto di frequenza non ne possa mettere in evidenza nessuna variazione.

2° Per confrontare tra loro i campioni secondari, vale a dire i campioni nazionali di frequenza, la tecnica dispone di diversi metodi, specialmente dei seguenti:

a) Metodi con trasporto di apparato:

1° Confronto diretto di due ondametri.

2° Confronto di parecchi ondametri con un apparecchio portatile, cioè con un apparecchio che si trasporterebbe da un paese ad un'altro.

b) Metodi senza trasporto di apparato.

1° Emissione di onde tarate, tanto se tarate in alta frequenza quanto se tarate a bassa frequenza (onde modulate).

2° Misure simultanee di una medesima onda non tarata, ma emessa con stabilità sufficiente, per permettere delle misure concordanti.

---

(1) Il C. C. I. R. ha appreso con soddisfazione che il Comitato internazionale dei Pesi e Misure ha studiato, secondo la domanda fatta dalla prima riunione del C. C. I. R. nel 1929, l'organizzazione di un confronto sistematico internazionale dei campioni di frequenze stabiliti dai laboratori nazionali (vedi l'allegato al presente parere).

3° La precisione di un centomillesimo (1/100.000) per un frequenziometro campione assoluto è considerata come soddisfacente per i servizi radioelettrici esistenti.

4° Considerato che l'esercizio radioelettrico ha interesse a ridurre le tolleranze della frequenza via via che la tecnica disporrà di mezzi più comodi e più economici, il C. C. I. R. raccomanda agli enti scientifici dei differenti paesi di cercare, per l'avvenire, di raggiungere la precisione di un milionesimo (1/1.000.000) per i frequenziometri campioni assoluti.

5° Considerato che tutti i metodi di confronto di frequenze sono suscettibili di fornire risultati molto precisi, conviene di lasciare alle persone incaricate di effettuare questi confronti la cura di determinare, a seconda delle circostanze, il metodo da impiegare; si richiama però l'attenzione sull'importanza che a tale scopo presenta l'impiego di campioni portatili robusti e comodi, come, per es., di oscillatori o risonatori piezoelettrici.

Per quanto riguarda il confronto di campioni di frequenza, a distanza od anche in laboratorio, sarebbe desiderabile fare uso di frequenze tali che possano essere ridotte, per demoltiplicazione, a quella di 1000 periodi a secondo, con una precisione di 1/10.000.

ALLEGATO AL PARERE N. 42. - DECISIONI PRESE DAL COMITATO INTERNAZIONALE DEI PESI E MISURE NELLA SUA SEDUTA DEL 16 APRILE 1931.

Il Comitato internazionale dei Pesi e Misure ha preso conoscenza del parere n. 11 del Comitato consultivo internazionale tecnico delle comunicazioni radioelettriche, parere appoggiato dal Comitato consultivo di elettricità.

Il Comitato ricorda che l'unità normale di frequenza è semplicemente l'inversa del secondo, la cui misura è una questione innanzi tutto astronomica. E pertanto, pur accettando di massima di incaricarsi dei lavori di coordinamento e di confronto dei campioni di frequenza radioelettrici, il Comitato ritiene che questa accettazione di massima dovrà essere confermata dalla Conferenza generale dei Pesi e Misure che si riunirà nel 1933.

PARERE N. 43 (1). - GRADO DI PRECISIONE DEI RADIOFREQUENZIOMETRI E DEGLI INDICATORI DI FREQUENZA.

1° Sono state ammesse le seguenti definizioni:

Precisione parziale od incertezza parziale di un radio frequenziometro: valore assoluto dell'errore relativo massimo di frequenza dovuto ad una determinata causa, cioè il rapporto tra il valore assoluto dell'errore massimo di frequenza che può essere prodotto dalla detta causa e la frequenza misurata.

Precisione totale o incertezza totale di un radiofrequenziometro: somma dei valori massimi, raggiunta lungo la scala dell'ondametro, delle precisioni e delle incertezze parziali seguenti (questi valori massimi potendo corrispondere a punti differenti):

A. *Precisione meccanica o incertezza meccanica:* incertezza dovuta ai soli errori prodotti da difetti od imperfezioni di costruzione.

L'incertezza meccanica si compone:

a) dell'incertezza dovuta alle imperfezioni di costruzione degli organi mobili degli ondametri od originata dall'esistenza di parti che non sono rigide o solidamente fissate;

b) dell'incertezza di lettura relativa agli errori prodotti dalla impossibilità di leggere le frazioni di scala inferiori ad un certo limite;

c) dell'incertezza dovuta alle irregolarità della curva di taratura.

B. *Mancanza di costanza:* incertezza che si riferisce ai soli errori dovuti a circostanze differenti, come le variazioni di temperatura, di stato igrometrico, di pressione atmosferica e, per gli ondametri eterodina, delle tensioni di alimentazione e delle caratteristiche delle lampade.

C. *Indipendenza dalle influenze esterne:* incertezza dovuta ai soli errori prodotti dall'influenza esercitata sull'ondametro da oggetti esterni vicini.

---

(1) Questo parere sostituisce il parere n. 10 del C. C. I. R.

D. *Precisione od incertezza d'indicazione:* incertezza dovuta ai soli errori prodotti dal sistema di indicazione di cui l'ondametro è provvisto.

Si considererà a parte *l'inesattezza di taratura,* vale a dire l'inesattezza che si riferisce ai soli errori originati da difetti di taratura. È da osservare che l'inesattezza di taratura non contribuisce all'inesattezza totale dell'ondametro.

2° Allo stato attuale della tecnica i radiofrequenziometri possono esser classificati nella seguente maniera:

a) *Ondametri di alta precisione:* ondametri che hanno una incertezza totale uguale o inferiore a 1/10.000.

b) *Ondametri di precisione:* ondametri che hanno una incertezza totale uguale o inferiore a 1/1000 e superiore a 1/10.000.

c) *Ondometri d'uso corrente:* ondametri che hanno una incertezza totale uguale o inferiore a 5 su 1000 e superiore a 1 su 1000.

L'inesattezza di taratura degli ondametri di ogni classe non deve sorpassare la metà del limite della loro precisione totale.

Allo stato attuale della tecnica, gli ondametri che hanno delle incertezze superiori ai limiti stabiliti per gli ondametri d'uso corrente devono essere considerati come non utilizzabili per il controllo di una emissione.

3° Con i radiofrequenziometri non muniti di tipi speciali (termostati, cristalli ecc.), è possibile di misurare una frequenza con una precisione compresa fra 2/10.000 e 5/10.000.

Per mezzo di dispositivi speciali e prendendo opportune precauzioni è possibile eseguire delle misure con una precisione compresa fra 2/100.000 e 5/100.000.

Con gli apparecchi destinati alle stazioni mobili (navi ed aeronavi) e con quelli che devono essere utilizzati in condizioni locali e climatiche favorevoli, come nelle colonie, non è possibile, allo stato attuale della tecnica, di fare delle misure con una incertezza inferiore a 3/1000 e 4/1000.

4° In ogni caso la precisione degli ondametri impiegati deve essere tale da permettere al posto interessato di mantenersi nei limiti di tolleranza indicati nella tabella che figura nel parere 41.

Per arrivare a tale risultato, sembra necessario che la incertezza degli ondametri impiegati sia, al massimo, eguale al terzo della tolleranza (vedere lo studio dell'Amministrazione Italiana).

PARERE N. 44. - RIDUZIONE DEI DISTURBI NELLE BANDE COMUNI DELLE FREQUENZE AL DISOPRA DEI 6000 KC/S.

Il C. C. I. R.

è del parere

che, per ottenere una notevole riduzione dei disturbi nelle bande comuni per le frequenze al disopra di 6000 kc/s:

a) le tolleranze raccomandate per le stazioni fisse e terrestri dovrebbero essere strettamente osservate per quelle di tali stazioni che utilizzano delle frequenze situate in dette bande;

b) le tolleranze raccomandate per le stazioni terrestri dovrebbero essere egualmente osservate il più presto possibile dalle stazioni mobili quando utilizzano frequenze situate in queste bande;

c) le stazioni che utilizzano onde del tipo A 2 situate in queste bande comuni e che occupano una banda totale di frequenza molto più grande di quella indicata dal parere n. 20 del C. C. I. R., dovrebbero sforzarsi per ridurre questa larghezza di banda;

d) le stazioni del servizio fisso che impiegano delle frequenze comprese nelle bande comuni dovrebbero utilizzare, quando questo impiego è compatibile con la natura del servizio effettuato e nella più grande misura possibile, dei sistemi aerei direttivi che diano uno stretto fascio; le stazioni terrestri che impiegano delle frequenze comprese nelle bande comuni dovrebbero egualmente, quando questo impiego è compatibile con la natura del servizio effettuato e nella più grande misura possibile, fare uso di sistemi aerei direttivi anche se con fasci molto aperti;

e) nel caso di comunicazioni telegrafiche del servizio mobile marittimo effettuate in maniera permanente su delle onde particolari, le une alle stazioni costiere e le altre alle navi, le onde

normali di ricezione delle stazioni costiere dovrebbero, per evitare di trasgredire il suddetto paragrafo *b*), essere situate al di fuori delle bande comuni; le comunicazioni di genere alternativo utilizzanti delle frequenze comprese nelle bande comuni dovrebbero farsi sulla medesima frequenza nei due sensi, quando l'impiego di due frequenze non è giustificato dall'aumento di rendimento che risulta per la comunicazione;

f) le frequenze di queste bande comuni utilizzate per una medesima categoria di stazioni potrebbero essere raggruppate (1); i gruppi di frequenze attribuite ad un medesimo servizio dovrebbero, per quanto è possibile, essere in relazione armonica.

PARERE N. 45. - METODI TECNICI DI STABILIZZAZIONE.

Il C. C. I R.

considera che

1° La stabilità della frequenza dei trasmettitori non riguarda che la variazione della frequenza emessa rispetto alla frequenza di regolazione, questa ultima coincidendo o non con la frequenza nominale. Quando si son fatte, in momenti qualunque e durante il terzo periodo, delle misure ripetute a distanza, è comodo, in pratica, di riferire tutte le misure alla frequenza nominale.

Ne risulta che le cifre così ottenute permettono di apprezzare non solamente la stabilità rispetto alla frequenza di regolazione indicata avanti, ma anche l'esattezza di regolazione rispetto alla frequenza nominale.

---

(1) Un esempio dei vantaggi del raggruppamento di cui si è parlato al comma *f*) può essere offerto da quello delle navi facenti contemporaneamente un servizio radiotelegrafico e radiotelefonico. Si possono allora raggruppare tutte le frequenze che essi utilizzano per la radiotelefonia, per es. nella parte alta frequenza della banda di frequenza, e tutte quelle che si utilizzano per la radiotelegrafia il più lontano che è possibile dalle prime.

Un altro esempio dei vantaggi di questi raggruppamenti potrebbe essere dato considerando le difficoltà dei servizi mobili di aeronautica rispetto ai servizi mobili marittimi. La piccola potenza delle stazioni delle aeronavi e le particolarmente difficili condizioni a bordo delle aeronavi espongono queste stazioni a dei disturbi che un razionale raggruppamento delle frequenze utilizzate per ciascuno di questi servizi sarebbe suscettibile di diminuire.

Le cifre date più sotto non si riferiscono che alla stabilità propria.

2° Nella banda di frequenza compresa tra 10 e 1500 kc/s le stazioni fisse e terrestri impiegano, tra gli altri, dei trasmettitori ad arco, degli alternatori ad alta frequenza e dei trasmettitori a lampade. L'esperienza ha dimostrato che i migliori trasmettitori che lavorano in questa banda possono facilmente essere stabilizzati al 0,1 %.

3° Uno studio dei numerosi metodi di stabilizzazione utilizzabile tra 1500 e 23.000 kc/s mostra che i trasmettitori accuratamente costruiti possono essere stabilizzati a circa 0,1 %. Alcuni trasmettitori, impiegando dei dispositivi moderni, restano stabili durante un lungo periodo e nelle condizioni normali di servizio a 0,01 %.

4° Le stazioni di radiodiffusione possono facilmente impiegare dei metodi moderni di stabilizzazione automatica di frequenza e possono, di conseguenza, essere mantenute al di là del limite di tolleranza di 50 cicli per secondo, proposto nel parere n. 41 del C. C. I. R.

5° I moderni dispositivi che permettono di ottenere risultati di tale ordine sono gli oscillatori piloti, i diapason, i cristalli di quarzo, tutti questi dispositivi essendo posti sotto termostato.

6° Le stazioni mobili e certe stazioni il cui servizio comporta dei cambiamenti frequenti e rapidi di lunghezza d'onda dovendo limitarsi, in conseguenza delle speciali condizioni nelle quali si trovano, all'impiego di apparecchi e di metodi di servizio relativamente semplici, non possono, in pratica, raggiungere tali gradi di stabilità.

7° Il parere n. 15 del C. C. I. R. indica che con degli apparecchi relativamente complicati e perfetti si potrebbe assicurare una stabilità di 1/100.000 e si potrebbero raggiungere delle stabilità molto superiori nell'avvenire. Questo parere è emesso nuovamente; tuttavia la discussione attuale è limitata ai risultati che hanno già ricevuto una estesa dimostrazione nel servizio ordinario delle stazioni.

8° Il gran numero di stazioni fisse e di radiodiffusione funzionanti su frequenze ravvicinate rende necessarie per queste delle

tolleranze meno larghe; è, quindi, particolarmente importante che queste stazioni posseggano le installazioni necessarie per mantenersi in ogni tempo e con precisione sulle loro frequenze nominali.

Per questo ciascuna dovrebbe possedere due dispositivi indipendenti, il primo essendo il dispositivo di stabilizzazione propriamente detto (per es. l'oscillatore pilota), il secondo essendo indipendente dal primo e potendo, di conseguenza, essere impiegato per fornire un controllo.

Questo dispositivo può essere, per es.:

a) un indicatore di frequenza (piezooscillatore od altro) od un ondametro posto nella stazione;

b) un oscillatore pilota di riserva che serve di controllo;

c) un campione di frequenza di una stazione di controllo collegata direttamente alla stazione di emissione.

Semplici misure fatte da una stazione di controllo non sono considerate sufficienti a meno che non risulti un collegamento diretto con la stazione di emissione che permetta di ottenere un immediato aggiustamento,

quindi raccomanda,

come formante una base tecnica conveniente, di riferirsi alle notizie dettagliate relative ai metodi di stabilizzazione di cui dispone e dati nei documenti presentati dalle seguenti amministrazioni e organismi, come negli articoli e periodici tecnici che vi sono menzionati.

DOCUMENTI RIFLETTENTI LA QUESTIONE N. 3 DEL PROGRAMMA DELLA 2ª RIUNIONE DEL C. C. I. R.

Unione Internazionale di Radiodiffusione, Gruppo delle compagnie francesi, Stati Uniti d'America (2 documenti), Italia, Giappone, U. R. S. S.

PARERE N. 46. - RIDUZIONE DELLE EMISSIONI NON ESSENZIALI.

Il C. C. I. R.,

considerando

1° che le emissioni non essenziali, suscettibili di produrre dei disturbi, possono essere classificate nella seguente maniera:

a) armoniche di radiofrequenza;

b) emissioni che si possono produrre in vicinanza della radio emissione emessa quando si utilizza una elevata moltiplicazione di frequenza;

c) componenti parassite di modulazione dovute alla sopramodulazione;

d) onde di compenso dei trasmettitori ad arco;

e) onde di compenso dei trasmettitori diversi da quello ad arco e che utilizzano due onde (onda di lavoro e onda di compenso) per una sola comunicazione;

f) componenti parassite dovute alla modulazione di frequenza;

2° che le emissioni delle categorie *a) c) d)* formano oggetto dei pareri n. 48, 49 e 50,

emette il parere

1° che le emissioni della categoria *b)* situate al di fuori della banda delle frequenze utili, dovrebbero soddisfare alle medesime condizioni di quelle della categoria *a)*;

2° che il metodo di manipolazione con onda di compenso non dovrebbe più essere utilizzato nei trasmettitori di cui al comma *e)*, eccettuato il caso nel quale le due frequenze portanti si trovano costantemente nell'interno dei limiti di tolleranza specificati per la frequenza assegnata alla stazione, oppure quando l'aumento di rendimento della comunicazione giustificasse l'impiego di due frequenze;

3° che l'ampiezza delle componenti parassite dovute alla modulazione di frequenza e situate al di fuori della banda delle frequenze utili dovrebbe essere ridotta ad un valore tale che queste componenti non disturbino la ricezione normale di altre stazioni che utilizzano delle frequenze vicine.

PARERE N. 47. - RIDUZIONE DELLA BANDA DI FREQUENZA DI UN TRASMETTITORE.

Il C. C. I. R.

emette il parere:

1° che, per le frequenze inferiori a 100 kc/s circa, è possibile e desiderabile (vedi l'allegato al presente parere) di sopprimere

una banda laterale ed inoltre, in certi casi, l'onda portante, nelle emissioni che coprono larghe gamme di frequenza (radiotelefonia, radiofototelegrafia, ecc.).

2° che, per le frequenze superiori a 100 kc/s circa, una tale soppressione è ugualmente possibile, almeno per alcune radiocomunicazioni, ma, anche per tali radiocomunicazioni, l'esperienza non permette ancora di affermare se questa soppressione procuri un sufficiente beneficio date le difficoltà di carattere tecnico ed economico incontrate.

ALLEGATO AL PARERE N. 47. - RAPPORTO GENERALE DELL'AMMINISTRAZIONE AUSTRIACA CONCERNENTE LA RIDUZIONE DELLA BANDA DI FREQUENZE DI UN TRASMETTITORE.

Questo rapporto è basato sui seguenti documenti:

1° Metodo di lavoro adottato per rispondere sistematicamente alla questione n. 7, rapporto dell'amministrazione accentratrice (vedi allegato 1).

2° Rapporti delle amministrazioni collaboratrici: Stati Uniti d'America (vedi allegato 2) e Germania (vedi allegato 3).

(I rapporti delle amministrazioni collaboratrici della Francia e delle Indie Neerlandesi non erano ancora in possesso dell'Amministrazione austriaca al momento della redazione di questo rapporto).

Inoltre, è stato egualmente allegato al presente rapporto generale uno studio dell'Amministrazione giapponese, presentato dopo la sua redazione (allegato 4).

GENERALITÀ.

Il metodo avente lo scopo di sopprimere parzialmente le bande laterali ed, eventualmente, l'onda portante, emesse normalmente da un trasmettitore radioelettrico, può essere, in principio, considerato come un metodo conveniente e suscettibile di assicurare una utilizzazione economica delle onde disponibili nello spettro delle fre-

quenze radioelettriche. Le esperienze fatte dalle stazioni che adoperano questo metodo, mostrano che esso è praticabile (1).

L'applicazione di questo metodo sembra possa essere raccomandata soprattutto nei casi nei quali le bande di frequenza laterali sono relativamente larghe, a causa del tipo di modulazione utilizzato, vale a dire soprattutto per la telegrafia rapida, la telefonia, la trasmissione rapida delle immagini (televisione) e per il servizio multiplo su un'onda portante.

L'economia ottenuta sul numero delle frequenze occupate da un trasmettitore, allorchè si sopprime una banda laterale e la stessa onda portante, dipende dalla frequenza più bassa utilizzata per la modulazione (che è per esempio di circa 200 - 300 periodi per la telefonia). La soppressione dell'onda portante, che ha in generale un'ampiezza molto grande, può inoltre presentare il vantaggio di far scomparire in grande misura le interferenze con le onde vicine, capaci di disturbare sensibilmente la ricezione, soprattutto allorchè queste onde sono molto ravvicinate.

Il metodo esaminato presenta per il ricevitore le seguenti particolarità:

La ricezione di una banda laterale e dell'onda portante è possibile con un comune ricevitore. Tuttavia, quando si debba trasmettere senza distorsione una banda molto larga di basse frequenze udibili (telefonia, radiodiffusione), sarà necessario forse di inserire dei dispositivi che permettano di compensare certe distorsioni che si potrebbero produrre.

Per ricevere solamente una banda laterale, bisogna introdurre nel ricevitore una corrente alternata avente la frequenza dell'onda portante soppressa. Questo metodo quindi non può venir applicato, per il momento, che quando il numero dei ricevitori da considerare e le condizioni di manipolazione lo permettano.

Nell'emissione si adoperano dei circuiti filtro per sopprimere parzialmente le bande di frequenze emesse normalmente.

L'utilizzazione di tali filtri elettrici, che sono più facili a calcolare e costruire per le frequenze basse e medie che non per quelle elevate, è basata soprattutto sull'esattezza con la quale un

(1) Vedi l'allegato n. 2, bibliografia, n. 3-4.

certo numero di frequenze può essere filtrato e tagliato da questi filtri.

Da questa qualità del filtro dipende lo scarto minimo necessario tra le frequenze che devono essere emesse e quelle che devono venir soppresse. Se questi due gruppi di frequenze sono troppo ravvicinati (per esempio l'onda portante ed il lato vicino della banda laterale modulata con una frequenza molto bassa) e se si desidera sopprimere, per esempio, una banda laterale, non si potrà probabilmente evitare che la parte di questa banda laterale, vicina all'onda portante, venga completamente soppressa. Per evitare tale difficoltà, si può trasportare l'onda portante e le bande laterali in una gamma di frequenze, nella quale i filtri necessari possano venir usati più efficacemente.

L'utilizzazione dei metodi concernenti la soppressione parziale delle frequenze, ora citata, è soprattutto desiderabile in quelle regioni dello spettro delle frequenze radioelettriche, nelle quali è più grande il rapporto tra le frequenze utilizzate e le frequenze non utilizzate (vedi gli allegati 1 e 2 e il n. 2 della bibliografia).

Nei paragrafi seguenti verrà discussa la possibilità di applicazione dei metodi di che trattasi per le differenti gamme di frequenza e per i differenti tipi di servizio.

ONDE LUNGHE.

In questa gamma, se è opportuno considerare ancora delle emissioni che coprano delle larghe bande di frequenze (radiotelefonia, radiofototelegrafia, ecc. non si dovrebbe allora emettere che una sola banda laterale (1).

Quando si tratta di emissioni che devono venir ricevute da più ricevitori, non si dovrebbe emettere che una sola banda laterale, e tutt'al più una banda laterale e l'onda portante, poichè il numero dei ricevitori non può essere che minimo.

ONDE MEDIE.

Questa gamma comprende sopratutto i trasmettitori della radiodiffusione. Il metodo che consiste nell'emettere una sola banda

(1) Vedere la descrizione delle stazioni WNL e GBT che assicurano il collegamento telefonico tra l'Europa e l'America; allegato 2, n. 3-4 della bibliografia.

laterale non può attualmente esser preso in considerazione, dato che tutti i ricevitori della radiodiffusione dovrebbero venir modificati. L'emissione di una banda laterale e dell'onda portante non troverà probabilmente che poca o nessuna difficoltà dalla parte ricevente. Questo metodo peraltro non permette di diminuire le perturbazioni causate, alla ricezione, dalle interferenze molto sensibili, prodotte sopratutto dalle onde portanti. In conseguenza non sarà possibile fare un uso più economico della banda di frequenze riservata alla radiodiffusione. se lo scarto tra le onde portanti di due stazioni vicine di radiodiffusione sarà mantenuto al più basso valore possibile per la radiodiffusione (in Europa 9000 c/s e meno).

Tuttavia si può, in questo caso, raccomandare un'altra forma di riduzione parziale delle bande laterali irradiate. Il procedimento consiste nel piazzare nel trasmettitore dei filtri che limiteranno le bande laterali rispetto alle onde vicine, lasciando passare tutte le frequenze di modulazione necessarie per una buona trasmissione, e compatibili con la distanza da mantenere tra le stazioni. Tuttavia, tutte le frequenze delle bande laterali lontane dalla frequenza portante che provengono da una delle più alte frequenze di modulazione o da armoniche provocate dalle diverse sorgenti di distorsione, devono essere soppresse, poichè possono causare delle interferenze con le onde vicine.

ONDE CORTE.

Come si è fatto osservare nel paragrafo « Generalità », l'impiego in questa gamma del metodo di emissione di una sola banda laterale presenta difficoltà tecniche maggiori che non nella gamma delle frequenze più basse.

Inoltre, date le tolleranze di frequenza previste per questa gamma, il numero delle frequenze non utilizzate tra due trasmettitori vicini è relativamente così grande, che attualmente una più economica utilizzazione delle frequenze comprese in questa gamma dovrà essere ottenuta con altri mezzi, particolarmente con il miglioramento della stabilità della frequenza.

Se si considera la questione n. 7 del programma, partendo dal punto di vista che ogni trasmissione radioelettrica deve occu-

pare la banda di frequenze più stretta possibile, si è condotti immediatamente alle seguenti considerazioni:

1° Per ridurre il più possibile la larghezza delle bande laterali, che accompagnano un tipo particolare di comunicazione radioelettrica, la banda delle basse frequenze che modulano la frequenza portante deve essere la più stretta possibile.

2° Si potrebbe trarre profitto delle frequenze non utilizzate, comprese tra frequenza portante e bande laterali, adoperandole per effettuare dalle trasmissioni multiplex (analogamente a quanto avviene nella telegrafia infra-acustica per filo).

3° Si potrebbe utilizzare più economicamente una banda di frequenze radioelettriche effettuando parecchie trasmissioni con una unica frequenza portante, come nel caso del servizio multiplex con circuito metallico, in modo che nessuna banda di frequenze compresa tra la frequenza portante e le bande laterali rimarrebbe inutilizzata; in tali condizioni le bande laterali potrebbero venir allargate. In questo caso, bisognerà tenere conto del fatto che, da una parte, sarebbe possibile sopprimere una delle bande laterali, che sono fortemente allargate a causa di una tale utilizzazione intensa di una via di comunicazione radioelettrica, e che, d'altra parte, questa misura permetterebbe una utilizzazione più economica dei canali radioelettrici nella gamma delle frequenze per la quale si dispone di tolleranze più grandi (onde corte).

In seguito a queste considerazioni, sembra che si possano aggiungere altre questioni alla questione 7.

Questione 7 a. Quale è la massima larghezza che si può dare alla banda di frequenze di manipolazione per i diversi sistemi-tipi di trasmissione ?

Questione 7 b. Esercizio di un servizio multiplex in vista di una utilizzazione più economica di una via di comunicazione radioelettrica.

Alla 7 a. Nella sua prima riunione (Aia 1929) il C. C. I. R. ha indicato indirettamente, nel suo parere n. 20, i limiti superiori delle frequenze di manipolazione per i diversi sistemi-tipo di trasmissione. Si dovrebbero ancora fissare i limiti inferiori delle bande di frequenze ammissibili per i diversi sistemi-tipi di mani-

polazione tenendo conto del parere del C. C. I. telefonico e del C. C. I. T.

Alla 7 b. Le considerazioni teoriche relative alla questione 7 b (vedi l'allegato 3) e le esperienze acquistate nel servizio delle comunicazioni multiplex a mezzo di un trasmettitore radioelettrico (1) mostrano che un tale servizio (telefonia multiplex, telegrafia multiplex oppure telegrafia e telefonia simultanee) è possibile in pratica, e che può essere considerato in certi casi come un mezzo conveniente per l'utilizzazione più economica di una banda di frequenze.

In telegrafia, si dispongono le cose in modo che il trasmettitore sia modulato - per ogni trasmissione telegrafica - da una bassa frequenza interrotta secondo il ritmo della manipolazione.

Un servizio multiplex molto vantaggioso è quello nel quale il trasmettitore telefonico è utilizzato, contemporaneamente, per le trasmissioni telegrafiche. Bisogna per questo, che il grado di modulazione della telefonia sia inferiore al 100 % della parte destra della caratteristica di modulazione.

In principio, è possibile trasmettere la telegrafia infra-acustica così bene come la telegrafia per sovrapposizione.

La telegrafia infra-acustica non abbisogna di alcuna nuova banda di frequenze; essa permette, al contrario, di utilizzare le bande di frequenze non adoperate, comprese tra le bande laterali telefoniche e la frequenza portante.

Nella gamma delle onde lunghe, entra in considerazione solamente la telegrafia infra-acustica, finchè non si utilizza il metodo di emissione con soppressione di una banda laterale.

Nella gamma delle onde corte, anche l'uso della telegrafia per sovrapposizione può essere raccomandato, dato che l'allargamento prodotto sulle bande laterali è molto piccolo rispetto allo scarto dovuto alle grandi tolleranze ammesse attualmente. Si può dunque realizzare una considerevole economia di frequenze, assicurando

---

(1) Vedi, per esempio, i servizi telefonici e telegrafici simultanei tra Berlino e Buenos Aires.

un servizio telefonico ed uno o più servizi telegrafici simultanei con una unica onda portante, invece di effettuare lo stesso numero di trasmissioni telefoniche e telegrafiche a mezzo di parecchi trasmettitori distinti.

Nel caso di utilizzazione d'un servizio telegrafico multiplex a mezzo di un unico trasmettitore, non si può in generale adoperare che una piccola parte della potenza totale di questo trasmettitore. Ciò riesce particolarmente svantaggioso nella gamma delle onde lunghe; lo svantaggio è molto meno sensibile nella gamma delle onde corte, dove si lavora talvolta con un eccesso di potenza allo scopo di compensare la intensità variabile della ricezione.

Dal punto di vista dell'economia delle frequenze, è certo che nella gamma delle onde lunghe, se si utilizza un conveniente metodo di ricezione, [vedi l'allegato 3, caso *a*) della questione 7 *b*)], l'uso d'un servizio telegrafico multiplex, con soppressione di una banda laterale o anche dell'onda portante, permette di ridurre il numero delle frequenze che sarebbero utilizzate se lo stesso traffico telegrafico venisse espletato a mezzo di distinti trasmettitori.

Nella gamma delle onde corte, il servizio telegrafico multiplex permette di realizzare una considerevole economia nell'utilizzazione dello spettro delle frequenze.

ALLEGATO N. 1.

AUSTRIA.

METODO DI LAVORO ADOTTATO PER RISPONDERE SISTEMATICAMENTE ALLA QUESTIONE N. 7 DEL PROGRAMMA.

La questione n. 7 ha per iscopo di studiare e determinare le possibilità tecniche che permettano di trasmettere la banda di frequenza necessaria ad un sistema-tipo di trasmissione radioelettrica, in modo che questa banda sia la più stretta possibile. La questione n. 7, come è stata formulata dal C. C. I. R., indica già due possibilità per ridurre la larghezza della banda di frequenze emessa; l'emissione solo di una banda laterale oppure l'emissione di una banda laterale e della frequenza portante.

Se si considera il caso dell'emissione di una sola banda laterale, la più piccola larghezza della banda di frequenze dovrebbe

essere teoricamente eguale alla banda di frequenze di manipolazione del sistema-tipo di trasmissione. Nell'emissione di una banda laterale e della frequenza portante, la larghezza teoricamente necessaria della banda di frequenze radioelettriche non sorpassa mai, nel caso più favorevole, la più elevata frequenza di manipolazione, È beninteso che, in questo caso, può esistere una più o meno grande banda inutilizzata di frequenze comprese tra l'onda portante e la banda laterale. Queste bande inutilizzate esistono egualmente nel caso dell'emissione normale dell'onda portante e delle due bande laterali.

Teoricamente, i diversi tipi di emissione possono, dunque, venir raggruppati nella seguente misura:

I_A) Emissione dell'onda portante e delle due bande laterali; le bande laterali essendo adiacenti all'onda portante senza o quasi senza banda di frequenze inutilizzata, di modo che si utilizza una banda uniforme di frequenze.

I_B) Emissione dell'onda portante e delle due bande laterali; tra l'onda portante e le bande laterali esistono due bande di frequenze inutilizzate. La banda di frequenze radioelettrica utilizzata si compone dunque di tre parti distinte, vale a dire di due bande laterali separate dall'onda portante. Queste tre parti sono separate da due frequenze inutilizzate di eguale larghezza.

II_A) Emissione dell'onda portante e di una banda laterale; la banda laterale è adiacente, senza o quasi senza vuoto, all'onda portante; si utilizza allora una banda uniforme di frequenze.

II_B) Emissione dell'onda portante e di una banda laterale. Tra l'onda portante e la banda laterale, rimane inutilizzata una banda di frequenze; la banda di frequenze è costituita dunque in realtà da due parti: l'onda portante e la banda laterale. Queste due parti sono separate da una banda di frequenze inutilizzata.

III_A) Emissione di una banda laterale sola; in questo caso si utilizza una banda uniforme di frequenze.

Il rapporto:

$$\frac{\text{larghezza della banda di frequenze emessa}}{\text{larghezza della banda di frequenze di manipolazione da trasmettere}}$$

sarà il più sfavorevole (vale a dire più grande) per il I° metodo è il più favorevole (vale a dire quasi 1, o 1) per il III° metodo.

Sarà dunque ottenuta la più grande economia di frequenze radioelettriche:

1° allorchè la banda di frequenze di manipolazione da trasmettere è la più stretta possibile;

2° se, seguendo i metodi I° o II°, le bande di frequenze inutilizzate per una comunicazione sono utilizzate per effettuare una o parecchie altre comunicazioni.

Le condizioni indicate sotto i numeri 1 e 2 sono da parecchi anni osservate per le costose comunicazioni con filo a grande distanza, principalmente nel caso delle comunicazioni con i cavi.

È così che, in base a numerose esperienze, la telefonia commerciale viene effettuata per queste comunicazioni a mezzo di una banda di frequenze minima, assolutamente necessaria per l'intelligibilità, e per conseguenza relativamente stretta (da 350 a 3000 periodi/secondo circa). Le frequenze inutilizzate al di sotto di questa banda, vengono utilizzate per la telegrafia simultanea (telegrafia infra-acustica); quelle superiori a 3000 periodi/secondo possono essere utilizzate da un secondo circuito telefonico o da altri circuiti telegrafici; infine, tutta la banda delle frequenze udibili può essere utilizzata da un grande numero di circuiti telegrafici a frequenza udibile.

Sarebbe desiderabile che i metodi applicati in telegrafia e in telefonia con filo venissero, per quanto è possibile, utilizzati nel servizio radioelettrico, allo scopo di utilizzare intensivamente le bande delle frequenze udibili. Converrà aggiungere allora due nuove questioni alla questione 7:

Questione 7 a). Qual'è la massima larghezza ammissibile che si può dare alla banda di frequenze di manipolazione per i diversi sistemi-tipi di trasmissione?

Questione 7 b). Utilizzazione delle bande di frequenze inutilizzate nei metodi di trasmissione I° e II° per la telefonia o la telegrafia multipla.

Secondo il parere dell'amministrazione austriaca, si tratta qui di due questioni che necessitano ciascuna uno studio distinto, e che dovranno essere proposte alla prossima sessione del C. C. I. R.

in base ai risultati dello studio della questione 7. Se durante l'esame della questione 7, venissero presentati dei punti di vista particolari riguardanti la risposta da darsi alle questioni 7 *a* e 7 *b*, essi potrebbero venir sottomessi immediatamente al C. C. I. R.

Per quanto concerne la questione 7 *a*, bisogna notare che la frequenza superiore limite, necessaria per i diversi sistemi-tipi di trasmissione, è data dal parere n. 20 emesso durante la prima riunione del C. C. I. R. Fatta eccezione per le revisioni che potrebbero essere apportate a questi valori, si dovrebbero fissare le frequenze-limite inferiori, tenendo conto della larghezza delle bande di frequenze utilizzate nel caso della telegrafia e telefonia con filo.

Per quanto concerne la questione 7 *b*, si potrebbe forse raccomandare di studiare la possibilità di un esercizio multiplo di una via di comunicazione radioelettrica. Dato che, a causa della imprecisa regolazione del trasmettitore ed a causa delle inevitabili variazioni della sua frequenza, occorre mantenere tra le vie di comunicazioni vicine un numero di frequenze (tolleranza), più grande di quanto è necessario allorchè ci si attiene strettamente al punto di vista della banda da trasmettere, converrebbe stabilire in un unico canale il numero più grande possibile di collegamenti multiplex, allo scopo di evitare i numerosi scarti di tolleranza.

La risposta alla questione 7 mostrerà le possibilità tecniche che permettono di ridurre la banda di frequenze utilizzate per i differenti tipi di emissioni e per i differenti servizi.

Secondo il parere dell'Amministrazione austriaca, uno studio completo della questione deve tener conto anche della gamma d'onde utilizzata. L'Amministrazione austriaca propone dunque di studiare la questione 7 e di darvi risposta in base al seguente programma:

1° Per quanto riguarda le differenti gamme d'onda e i differenti servizi, è d'uopo conformarsi al parere n. 14 (1).

2° Per quanto riguarda il sistema-tipo di emissione, finchè non sia già caratterizzato dal servizio (radiodiffusione per esempio)

---

(1) Nota del Bureau International. Questo parere è stato sostituito da quello n. 41 emesso durata la prima riunione del C. C. I. R. (Aia).

conviene riferirsi al parere n. 20 e prevedere i seguenti raggruppamenti:

a) Codice internazionale Morse; 100 caratteri al minuto in telegrafia ad onde persistenti non modulate.

b) Codice internazionale Morse in telegrafia ad onde persistenti modulate.

c) Trasmissione di fac-simili ed immagini.

d) Televisione.

e) Telefonia commerciale.

f) Telefonia di radiodiffusione.

g) Telegrafia o telefonia simultanee.

Per determinare un servizio simultaneo, tenendo conto dei diversi servizi che lo compongono, si potrebbero utilizzare le lettere precedenti che verrebbero poste sotto parentesi. Per esempio l'espressione $g\,(1\,b + 1\,e + x\,b)$ indicherebbe un servizio simultaneo con un collegamento telefonico commerciale, un collegamento su una frequenza inferiore alla banda telefonica ed « x » collegamenti telegrafici su frequenze superiori alla banda telefonica.

Tale proposta ha per scopo di stabilire un quadro, grazie al quale tutte le possibilità che si presenteranno nel corso dello studio della questione 7, potranno venire raggruppate secondo un sistema definito.

Per dare un valore pratico alla questione, sembra necessario di studiare in primo luogo le possibilità che permetterebbero di risolvere quanto più presto e meglio possibile il problema dell'ingombro dell'etere. Per questo, l'Amministrazione austriaca è del parere che necessiterebbe tenere conto principalmente dei seguenti casi:

1° Telefonia commerciale su onde lunghe e medie.

2° Servizio simultaneo su onde lunghe e medie.

3° Telefonia commerciale e servizi simultanei su onde medio-corte e corte.

4° Servizio di radio-diffusione su onde medie (questione molto importante per l'Europa, ad esempio).

ALLEGATO N. 2.

STATI UNITI D'AMERICA.

STUDIO PER LA DISCUSSIONE DELLA QUESTIONE 7 DEL PROGRAMMA.

OSSERVAZIONI GENERALI.

L'adozione dei metodi atti a sopprimere una parte della banda di frequenze normalmente emessa è più particolarmente necessaria in quei casi nei quali il tipo di modulazione adoperato produce delle bande laterali relativamente larghe, come pure in quelle porzioni dello spettro radioelettrico, in cui la proporzione dello spazio occupato e quello libero è la più grande (vedi più avanti, nella bibliografia n. 2).

Come è stato mostrato nei pareri del C. C. I. R. (Aia, 1929), l'emissione telegrafica a piccola velocità occupa una larghezza di banda relativamente stretta, mentre la telegrafia a grande velocità, la telefonia, la trasmissione delle immagini a grande velocità e la televisione, occupano delle bande più larghe.

La soppressione di una banda laterale permette di sopprimere anche l'onda portante; ne risulta allora che l'emissione si compone solamente dell'altra banda laterale. Tuttavia in questo caso occorre produrre, alla stazione ricevente, una corrente avente la frequenza dell'onda portante. Nel caso in cui questo procedimento non è applicabile, si può trasmettere l'onda portante ed una sola banda laterale. Per la telefonia, si potrebbe aumentare di circa 200 o 300 cicli/sec. l'economia realizzata nello spazio delle frequenze occupato da una trasmissione, sopprimendo l'onda portante ed una delle bande laterali.

Per sopprimere una delle bande laterali, si utilizzano ordinariamente dei circuiti filtri. Il calcolo e la costruzione di questi filtri sono meno difficili per le frequenze basse ed intermedie che per quelle elevate. Siccome è difficile ottenere una selettività od una eliminazione idealmente perfetta a mezzo di questi filtri, il loro uso è limitato a quei casi, nei quali esiste una sufficiente separazione tra le frequenze che si desidera emettere e quelle che si desidera eliminare. Per questa ragione, è difficile adoperare delle emissioni a banda laterale unica, allorchè si vo-

gliano emettere delle frequenze di modulazione molto basse. Per sormontare questa difficoltà, si può, in certi casi, trasformare la frequenza dell'onda portante e delle bande laterali in frequenze per le quali l'adozione dei filtri necessari riesce più pratica. In certi casi, potrebbe essere necessario e desiderabile emettere una porzione dell'onda vicina all'estremità delle basse frequenze della banda laterale che si intende sopprimere.

BASSE FREQUENZE.

Le stazioni addette al servizio telefonico transatlantico tra l'Europa e l'America che lavorano sulle basse frequenze (Stazioni WNL e GBT, e che utilizzano una banda di frequenze il cui centro è a 60 kc/s), hanno adottato un sistema d'emissione nel quale l'onda portante ed una delle bande laterali sono soppresse, di modo che la larghezza della banda di frequenze occupata non comprende che circa 3000 periodi al secondo. Il primo lavoro citato in seguito nella bibliografia, dà una descrizione del metodo d'emissione a una sola banda laterale utilizzato in questo caso. Una descrizione più dettagliata della stazione emittente di Rocky Point, New York, è contenuta nel terzo lavoro citato nella bibliografia. In queste stazioni si usa pure un procedimento grazie al quale la medesima banda di frequenze viene utilizzata per l'emissione telefonica nelle due direzioni. A questo scopo si è ricorsi a degli interruttori azionati dalla voce; se ne troverà la descrizione nel quarto lavoro indicato nella bibliografia.

FREQUENZE DI RADIODIFFUSIONE.

Dato l'ingombro che è risultato dall'uso della banda da 550 a 1500 kc/s. utilizzata soprattutto per la radiodiffusione, bisognerebbe studiare seriamente la possibilità di impiegare l'emissione su una sola banda laterale come mezzo che permette di utilizzare più efficacemente tale banda di frequenze. Se l'emissione diffusa è destinata ad essere ricevuta a mezzo dei tipi di ricevitori radioelettrici posseduti attualmente da migliaia di ascoltatori, è necessario emettere l'onda portante ed una banda laterale. Un tal genere di emissione è possibile dal punto di vista tecnico, ma non è certo che esso sia nettamente vantaggioso per la radiodiffu-

sione. Se questo sistema viene adottato, bisognerà guardarsi di alterare la qualità della trasmissione o di restringere la larghezza della banda laterale di cui dispongono ora gli ascoltatori. L'emissione con una unica banda laterale non è completamente esente da distorsioni; il grado di distorsione dipende dal grado di modulazione e dal genere di rettificazione usato.

Teoricamente l'alterazione della qualità può essere ridotta quanto si vuole fino a che si considera l'apparecchio terminale. Questa alterazione di qualità sarà tanto più piccola quanto più grande sarà il rapporto fra l'ampiezza dell'onda portante e la banda laterale. Nel caso in cui l'onda portante è emessa, la distorsione può anche essere diminuita riducendo la percentuale di modulazione. Ciò tuttavia diminuisce l'estensione del servizio efficace di una stazione rispetto all'estensione dell'interferenza. Nel caso in cui l'onda portante non viene emessa, ma viene fornita dal ricevitore, questo fattore non ha più tanta importanza, giacchè si può rendere l'onda portante riintrodotta tanto potente da portare questa sorgente di distorsione ad un livello inferiore a quello delle altre distorsioni che potrebbero esistere.

Nel caso d'emissione dell'onda portante e delle due bande laterali, la distorsione introdotta è meno considerevole allorchè si utilizza un rettificatore a caratteristica lineare, invece di un rettificatore che segue una legge quadratica. Al contrario, con l'emissione dell'onda portante e di una sola banda laterale, l'uso di un rettificatore a legge quadratica porta meno distorsioni. Nella pratica attuale, si utilizza un rettificatore la cui caratteristica è pressappoco intermedia tra questi due tipi.

Si può utilizzare lo spazio economizzato nell'emissione di un'unica banda laterale, emettendo una banda laterale più larga di ciascuna delle due bande dell'emissione a banda laterale doppia; si trasmetterebbero in questo caso delle frequenze di modulazione più elevate.

ALTE FREQUENZE.

Come è stato indicato più avanti, l'emissione con una banda laterale unica è, dal punto di vista tecnico, più difficile per le alte frequenze che non per quelle basse. Ciò è particolarmente vero

nel caso in cui l'onda portante viene soppressa e deve essere introdotta nella stazione ricevente. Per le alte frequenze, lo spazio realmente occupato in un dato istante dall'emissione è, nella maggior parte dei casi, dello stesso ordine di grandezza di quello che deve essere lasciato libero a causa della larga tolleranza di frequenze ammessa attualmente. Per conseguenza, in questa regione, si potranno economizzare più facilmente delle frequenze perfezionando la tecnica della stabilità della frequenza ed usando dei metodi che possono sopprimere una parte della banda effettivamente emessa.

BIBLIOGRAFIA.

1° - « Relazione tra onda portante e bande laterali nelle radio trasmissioni » di R. V. L. HARTLEY, *Proc. I. R. E.*, vol 2, pp. 34-56, febbraio 1923.

2° - « Amplificatori di potenza nella radiotelefonia transatlantica » di A. A. OSWALD e J. C. SCHELLENG, *Proc. I. R. E.*, vol. 13, pp. 313-361, giugno 1925.

3° - « Produzione di un'unica banda laterale per radiotelefonia commerciale » di R. A. HEISING, *Proc. I. R. E.*, vol. 13, pp. 291-312, giugno 1925.

4° - « Circuito telefonico New York - Londra » di S. B. WRIGHT e H. C. SILENT, *Bell System Technical Journal*, v. 6, pp. 736-749, ottobre 1927.

ALLEGATO N. 3.

GERMANIA.

RISPOSTA ALLA QUESTIONE N. 7 DEL PROGRAMMA.

L'Amministrazione germanica è dello stesso parere degli Stati Uniti d'America (vedi allegato 2 al rapporto generale sulla questione 7).

Questione 7 a. Il C. C. I. R. ha espresso la sua opinione su questo punto nel parere n. 20 (Aia 1929). Non è proposto di portare delle modifiche a tale parere.

Questione 7 b. In principio, si potrebbe creare molto semplicemente una trasmissione simultanea telegrafica e telefonica, modificando leggermente la frequenza portante col ritmo dei segnali da trasmettere, vale a dire lavorando in qualunque modo con « dissintonizzazione ». È ben inteso che questa modificazione di frequenza non deve produrre perturbazioni alla ricezione della telefonia; ciò non può avvenire che nella gamma delle onde corte.

È impossibile trasmettere in questo modo parecchie comunicazioni telegrafiche con un unico trasmettitore.

Rimane allora la seconda possibilità che consiste nel modulare il trasmettitore con una bassa frequenza sottomessa alla manipolazione. In questo modo si può effettuare tutta una serie di collegamenti telegrafici con un unico trasmettitore. Conviene tuttavia considerare ancora qualche punto importante.

La modulazione di un trasmettitore è limitata dalla potenza del trasmettitore stesso. Un'oscillazione modulata ha la seguente forma matematica:

$$i = \left[A + a \cos (2 \pi f t)\right] \operatorname{sen} (2 \pi F t)$$

in cui F è la frequenza portante, f la bassa frequenze di modulazione, A l'ampiezza dell'onda portante ed a il valore della modificazione dell'ampiezza delle oscillazioni ad alta frequenza. Il quoziente $\frac{a}{A}$ rappresenta il grado di modulazione; a non può dunque essere mai più grande di A.

Se diversi servizi devono essere effettuati con uno stesso trasmettitore, si arriva, per esempio nel caso di 4 comunicazioni simultanee, alla seguente equazione:

$$i = \left[A + a \cos (2 \pi f_a t + \varphi_a) + b \cos (2 \pi f_b t + \varphi_b) + \right.$$
$$\left. + c \cos (2 \pi f_c t + \varphi_c) + d \cos (2 \pi f_d t + \varphi_d)\right] \operatorname{sen} (2 \pi F t)$$

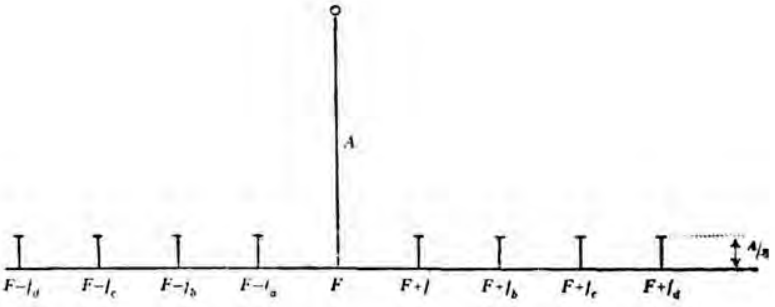
essendo f_a, f_b, f_c, f_d le differenti basse frequenze di modulazione; $\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c, \varphi_d$, le differenze di fase rispetto all'inizio.

Dato che in certi istanti i diversi fattori a, b, c, d possono sommarsi, ne segue che la condizione

$$a + b + c + d \leqq A$$

deve essere osservata in tutti i casi. Nel caso più semplice ciascuno dei coefficienti sarà eguale a $\frac{A}{4}$.

Si può allora stabilire il seguente quadro, comportante al centro la frequenza portante d'ampiezza A, a destra ed a sinistra le onde laterali poste simmetricamente, e le cui ampiezze sono eguali a $\frac{A}{8}$.



La potenza massima del trasmettitore, con la più alta ampiezza possibile, $2A$, è allora

$$I^2_{eff} \cdot R = 2 A^2 R$$

essendo R la resistenza effettiva del circuito d'antenna. Il trasmettitore deve essere calcolato in modo da poter fornire questa potenza massima.

Per un servizio telegrafico quadruplo, si avrà il seguente quadro delle potenze:

Frequenza portante (ampiezza A).... potenza $\frac{A^2}{2} \cdot R$

8 frequenze laterali $\left(\text{ampiezza } \frac{A}{8}\right)$.... potenza di ciascuna $\frac{A^2}{128} \cdot R$,

ossia una potenza totale

$$\frac{A^2}{2} R + 8 \frac{A^2}{128} R = \frac{9}{16} A^2 R$$

Viene dunque utilizzato solamente il 28 % della potenza effettiva del trasmettitore.

Per poter giudicare in quale modo le differenti onde laterali agiscono sul ricevitore, dobbiamo distinguere due casi:

a) È possibile separare le differenti onde ad alta frequenza, vale a dire ad esempio, captare solamente la frequenza $F + f_b$ e riceverla a mezzo di un'eterodina.

In questo caso, la stazione si comporta come 4 trasmettitori differenti che lavorino con le frequenze $F+f_a, F+f_b, F+f_c, F+f_d$.

Tanto le frequenze laterali quanto la frequenza portante sono superflue, ed occupano inutilmente delle bande di frequenze. Sarebbe comodo dunque sopprimere la loro irradiazione con il trasmettitore multiplex.

Se noi, in luogo di un trasmettitore multiplex, scegliamo quattro trasmettitori differenti aventi un'ampiezza di $\frac{A}{8}$, la potenza totale dissipata da parte trasmittente sarà

$$4 \cdot \frac{A^2}{128} R = \frac{1}{32} A^2 R$$

Dato che gli emettitori sono manipolati alla loro massima potenza, essi non dovrebbero essere costruiti che per una potenza massima totale di $\frac{1}{32} A^2 R$. Questa non è che il 1,5 % circa della potenza massima precedente $2 A^2 R$. Il servizio multiplex sarebbe molto poco economico in questo caso.

b) Tutta la banda delle frequenze emessa da un trasmettitore è ricevuta, ed una sola bassa frequenza distinta viene filtrata dai circuiti a bassa frequenza del ricevitore. Si tratta dunque di un ricevitore senza eterodina.

Se lo stesso risultato venisse ottenuto a mezzo di 4 trasmettitori distinti, si dovrebbe prevedere, per ciascuna coppia di frequenze laterali, una frequenza portante speciale con un'ampiezza $\frac{A}{4}$. La potenza totale di oscillazione per i 4 trasmettitori sarebbe dunque

$$4\left[\frac{A^2}{32}R + 2\frac{A^2}{128}R\right] = \frac{3}{16}A^2R$$

Questa potenza è dunque un terzo di quella del trasmettitore multiplex. I 4 trasmettitori dovrebbero essere capaci di fornire ciascuno una potenza massima (Oberstrichleistung) di $\frac{A^2R}{8}$, ossia complessivamente di $\frac{1}{2}A^2R$. Questo valore non rappresenta che il 25 % della potenza che deve poter esser fornita da un trasmettitore multiplex.

Per quanto riguarda il guadagno realizzato nell'economia delle frequenze, si potrebbe osservare quanto segue:

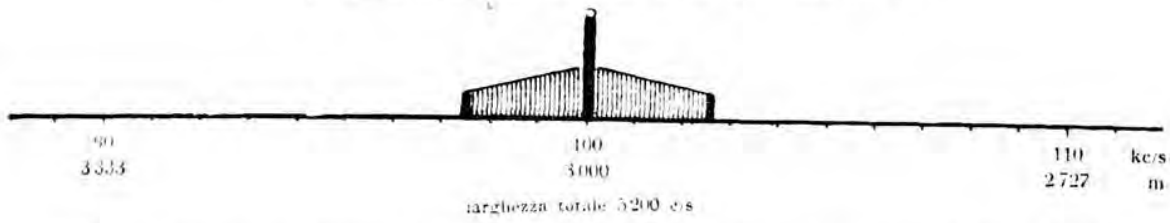
Nel caso *a*), il servizio multiplex con un trasmettitore rappresenta uno svantaggio se la frequenza portante ed una banda laterale non vengono soppresse. Per contro, se queste ultime vengono soppresse, il sistema presenta un certo vantaggio poichè, quando la frequenza varia, tutte le frequenze laterali hanno le loro posizioni modificate nello stesso tempo e nel medesimo senso. Si potrebbe dunque diminuire la tolleranza per un trasmettitore multiplex.

Il caso *b*) non viene preso in considerazione praticamente che per le onde corte. Se si adoperano, in questa gamma di frequenze, dei trasmettitori spaziati di 20 kc/s e sottomessi ad una tolleranza massima ammissibile di 5 kc/s, si potrebbe modulare questo trasmettitore con un numero di frequenze udibili che vanno pressappoco fino a $f_n = 5000$ periodi/secondo. Ne potrebbe risultare un considerevole guadagno di frequenze.

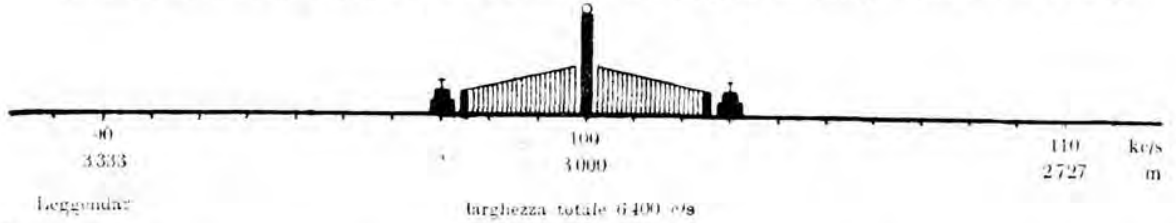
La telegrafia e la telefonia simultanee, con uno stesso trasmettitore, costituiscono naturalmente il sistema di emissione più importante. Se per la telefonia si adopera una percentuale di modulazione inferiore al 100 % della parte destra della caratteristica di modulazione, si può effettuare senza inconvenienti ancora una (o, in certi casi, parecchie) comunicazioni telegrafiche con lo stesso trasmettitore.

In principio, è possibile utilizzare sia la telegrafia infra-acustica che la telegrafia per sovrapposizione. La prima non abbisogna di alcun nuovo spazio di frequenze. La telegrafia per sovrapposi-

a) Un solo trasmettitore telefonico su 100 kc/s (3000 m)



b) Un solo trasmettitore telefonico su 100 k/s (3000 m) con telegrafia per sovrapposizione su $f = 3000$ c/s



Leggenda:

= Frequenza portante

= Banda telefonica (parola)

= Tolleranza

c) Un trasmettitore telefonico su 100 kc/s (3000 m) e un trasmettitore telegrafico su 103 kc/s (2913 m)

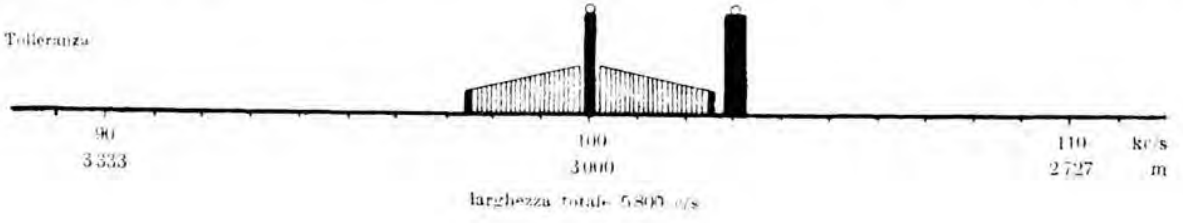


Figura 1.

zione può essere tanto utile nella gamma delle onde corte quanto un servizio telegrafico multiplex con differenti frequenze di modulazione.

Per quanto concerne le onde corte, occorre constatare che lo stato di cose è tuttaffatto differente, dato che i trasmettitori funzionano di tempo in tempo con un sopra più di potenza, allo scopo di evitare le forti variazioni d'intensità nella ricezione. In questo caso è dunque economico effettuare con questo trasmettitore un servizio telefonico ed una comunicazione telegrafica simultaneamente.

Un tale servizio è in uso attualmente, a titolo d'esperimento, tra Berlino e Buenos Aires.

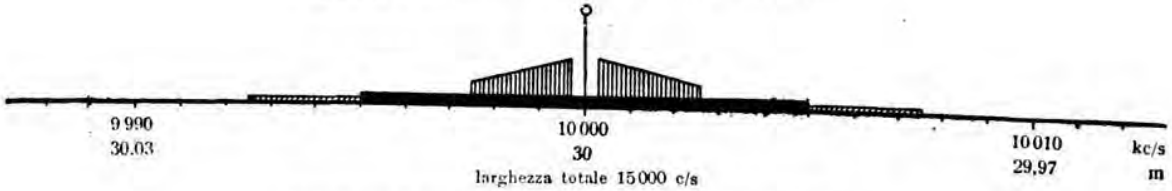
I quadri 1 e 2 mostrano il guadagno di spazio di frequenze realizzato con i sistemi citati. Si è constatato che esiste una grande differenza tra la gamma delle onde corte e quella delle onde lunghe.

Per le onde lunghe, si prevede attualmente una tolleranza di $\pm$ 0,1 %. Un trasmettitore modulato con delle frequenze comprese tra f = 250 e f = 2500 p/s (parola) esige per conseguenza una banda di frequenze di 2 (2500 p/s $\times \frac{1}{1000} F_o$) in cui F_o indica la frequenza portante. La larghezza totale per f = 100 kc/s. (3000 m.) è eguale a 5200 c/s [vedi fig. 1, *a*)]. La banda di frequenze comprese tra F_o e F_o + 250 c/s e tra F_o e F_o — 250 c/s rimane allora inutilizzata. Essa potrebbe venir utilizzata per la telegrafia infra-acustica.

Utilizzando la telegrafia per sovrapposizione di una frequenza f_o, che deve essere più grande di 2500 p/s si ottengono due bande laterali $F_o + f_o$ e $F_o - f_o$, che variano nello stesso senso e contemporaneamente dall'onda portante. Un tale sistema telegrafico che lavora con sovrapposizione di una frequenza f_o = 3000 c/s è rappresentato in *b*) nella figura 1. La larghezza totale della banda di frequenze occupata dal trasmettitore utilizzato in questo modo è uguale a 6400 c/s.

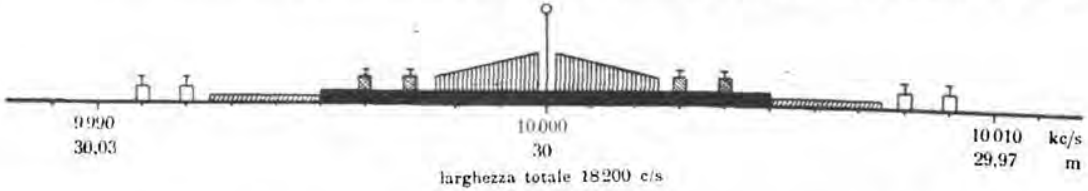
Se si utilizza un trasmettitore per il collegamento telefonico, ed un altro per il collegamento telegrafico, quest'ultimo collegamento occuperà una sola banda di frequenze. Per quanto concerne lo

a) Un solo trasmettitore telefonico su 10000 kc/s (30 m)



(Attualmente, i trasmettitori sono separati gli uni dagli altri di 20 kc/s)

b) Un solo trasmettitore telefonico su 10000 kc/s (30 m) con 2 collegamenti telegrafici per sovrapposizione su $f = 3000$ c/s e $f = 4000$ c/s



c) Un solo trasmettitore telefonico su 10000 kc/s (30 m) e 2 trasmettitori telegrafici su 10013 kc/s (29,96 m) e 9987 kc/s (30,04 m)

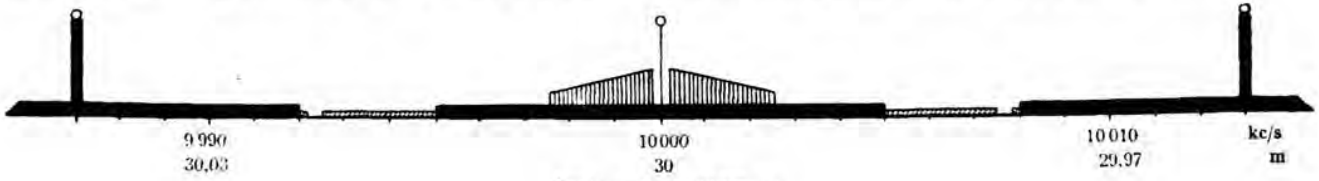


Figura 2.

scarto tra due trasmettitori vicini, bisogna tenere conto del fatto che le due frequenze portanti sono indipendenti e che esse possono anche variare in senso opposto. Due collegamenti di questo genere abbisognano dunque di una larghezza totale di 5800 c/s (vedi la figura 1, *c)*).

Si è dunque condotti ai seguenti risultati:

Per migliorare l'utilizzazione delle bande di frequenze nella gamma delle onde lunghe entra in considerazione solamente la telegrafia infra-acustica; si adopereranno per questa le due bande laterali comprese tra bande di frequenze utilizzate per la telefonia. La telegrafia per sovrapposizione non è praticabile in questo caso perchè la tolleranza di frequenza non è eguale che al 4 % della banda telefonica, ed esisterebbero allora due bande laterali in più della banda di frequenze utilizzata per la telefonia.

Per quanto concerne la gamma delle onde corte, le condizioni sono del tutto differenti. In questa gamma, la tolleranza è attualmente eguale a 0.05 %. Per $f =$ 10.000 kc/s (30 *m*) ciò corrisponde ad una larghezza di $\pm$ 5000 c/s. La tolleranza di frequenza è eguale dunque in questo caso al 200 % della banda telefonica. Un semplice trasmettitore telefonico occupa dunque una banda di frequenze di 15.000 c/s (vedi la figura 2, *a)*).

In questo caso si potrebbe dunque adoperare anche la telegrafia infra-acustica.

Ma le condizioni di utilizzazione della telegrafia per sovrapposizione sono allora molto più favorevoli. La figura 2, *b)* rappresenta un collegamento telegrafico per sovrapposizione; i due collegamenti telegrafici sono effettuati sulle frequenze di 3000 e 4000 c/s. Come si può vedere, l'allargamento della banda di frequenze non entra praticamente in considerazione, dato che l'intervallo tra due trasmettitori non può essere inferiore a 20 kc/s. La larghezza totale dalla banda di frequenza di un collegamento triplo, analogo a quello della figura 2, *b)* arriva a 18.200 c/s.

Occorre ancora considerare che questo sistema è vantaggioso per il fatto che le differenti frequenze variano sempre nello stesso senso, tanto che, quando si utilizzano tre trasmettitori distinti (vedi la fig. 2, *c)*) le variazioni di frequenza possono talvolta prodursi in senso contrario. Un trasmettitore telefonico e due trasmet-

titori telegrafici occuperanno dunque una banda di frequenze di 36.200 c/s; ciò risulta semplicemente dal fatto che la tolleranza è molto grande.

ALLEGATO 4.

RISPOSTA DELL'AMMINISTRAZIONE GIAPPONESE ALLA QUESTIONE N. 7 DEL PROGRAMMA DELLA SECONDA RIUNIONE DEL C. C. I. R.

Dato che le sole onde lunghe e le onde corte possono essere utilizzate per le comunicazioni a grande distanza, sembra non necessario di studiare in generale la questione della banda di frequenze per altre onde.

COMUNICAZIONI SU ONDE CORTE.

1° *Telegrafia senza fili.*

A. Onde persistenti.

In telegrafia, se si trasmette con una velocità di 100 parole al minuto, la larghezza della banda laterale diviene eguale a $\pm$ 0,12 kc/s, ed essa è inferiore a 10^{-5} (10^{-3} %) per le frequenze comprese tra 6000 e 23.000 kc/s. Per conseguenza, si ritiene che non sia opportuno sopprimere una così piccola banda di frequenze.

B. Onde persistenti modulate.

Se la larghezza della banda laterale è di $\pm$ 1 kc/s, il suo valore, per le frequenze comprese tra 6000 e 23.000 kc/s, è inferiore a 10^{-4} (10^{-2} %).

Si ritiene, per conseguenza, non necessario egualmente sopprimere questa banda laterale.

2° *Telefonia senza filo.*

Telefonia del servizio commerciale.

Se la larghezza della banda laterale è di $\pm$ 3 kc/s, il suo valore, per le frequenze comprese tra 6000 e 23.000 kc/s, è inferiore a 10^{-3} (10^{-1} %). Per conseguenza siamo del parere che non sia utile sopprimere la banda di che trattasi.

D'altronde, per le onde corte, la soppressione delle bande laterali è molto difficile a realizzarsi praticamente, per la ragione che esponiamo qui appresso.

Per quanto concerne il limite di separazione della frequenza, permesso da un filtro ordinario, è impossibile sopprimere le bande laterali senza che la modulazione ne venga alterata. Per conseguenza, non ci si può aspettare di realizzare, in pratica, una buona comunicazione, in seguito alle perturbazioni che causano le armoniche di bassa frequenza.

COMUNICAZIONI SU ONDE LUNGHE

1° *Telegrafia senza filo.*

A. Onde persistenti.

Allorchè si trasmette su onda lunga, inferiore a 100 kc/s con una velocità di 100 parole al minuto, la larghezza della banda laterale è $\pm$ 0,12 kc/s. Il suo valore, rispetto alla frequenza di 100 kc/s è di 10^{-3} (10^{-1} %) circa. In questo caso, la soppressione di una banda laterale e dell'onda portante non può venir raccomandata, poichè il vantaggio portato da questo procedimento è ben lontano dal compensare le considerevoli spese, cui essa dà origine.

B. Onde modulate.

Le stazioni che utilizzano le onde lunghe modulate, vengono adoperate principalmente nel servizio mobile a breve distanza. Ne segue che la soppressione di una banda laterale e dell'onda portante complica inutilmente l'apparecchio ricevente e lo rende di difficile uso.

2° *Telefonia senza filo.*

Telefonia del servizio commerciale.

Dato che nella telefonia del servizio commerciale, la banda laterale può venir separata con la modulazione doppia, a mezzo di un filtro ordinario, è possibile sopprimere in parte una banda laterale e l'onda portante. Si è ricorso, per questa soppressione, al metodo ordinario che consiste nell'equilibrare la modulazione;

il metodo che descriviamo qui appresso può essere utilizzato a questo scopo.

La figura 1 (a) dà lo schema dei circuiti fondamentali.

Ai due morsetti « a » e « b » si applica innanzi tutto l'onda portante di una forza elettromotrice modulata con il metodo ordi-

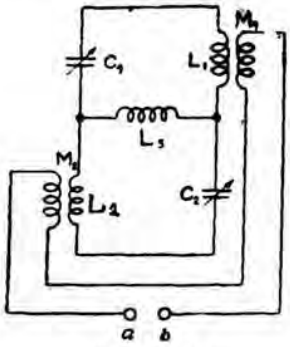


Figura 1 (a).

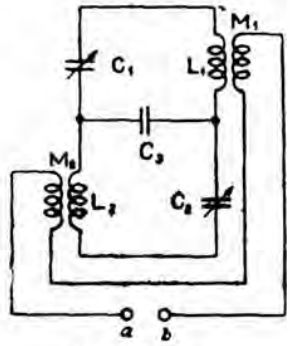


Figura 1 (b).

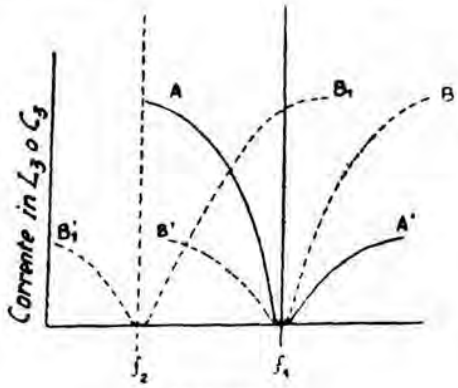


Figura 2.

nario. La frequenza di questa onda portante è espressa da f_1; regolando C_1 e C_2 si mettono in risonanza su f_1 i circuiti C_1 L_1 L_3 e C_2 L_2 L_3 da una parte, e, d'altra parte, facendo variare convenientemente M_1 e M_2, si equilibra L_3 in modo tale, che la corrente di frequenza f_1 non sia più indotta in L_3. In questo modo non si ha più onda portante in L_3. Si applica in seguito la forza elettromotrice di modulazione. In questo caso, l'onda portante essendo

nulla in L_3, la banda laterale di bassa frequenza diviene più forte della banda laterale di alta frequenza (vedi la fig. 2, curva $A\,A'$).

Allorchè si adopera un condensatore C_3 al posto di L_3 (fig. 1 b), la banda laterale di alta frequenza è più forte di quella di bassa frequenza (vedi fig. 2, curva $B\,B'$).

Inoltre, nei circuiti $C_1\,L_1\,C_3$ e $C_2\,L_2\,C_3$, allorchè si passa dalla frequenza di risonanza f_1 ad un' altra f_2 la curva $B\,B'$ della fig. 2 sarà rappresentata allora da $B_1\,B_1'$. È possibile sopprimere completamente, in C_3, la corrente di frequenza f_2 corrispondente all'ampiezza massima indicata da $A\,A'$. Se si adopera il circuito della fig. 1 (a) per l'emissione, e quello della fig. 1 (b) per la ricezione, prendendo come frequenza di risonanza la frequenza f_2 che corrisponde ai circuiti di ricezione $L_1\,C_1\,C_3$ e $L_2\,C_2\,C_3$ e si applica in seguito la frequenza portante f_1, la forma della corrente prodotta dalla combinazione di f_1 e f_2 si ritrova nella forma della corrente di conversazione, all'uscita del ricevitore « omodina ». Per poter applicare questo sistema di comunicazione al servizio commerciale, bisogna utilizzare i due circuiti indicati nella figura 1 (a) e (b), rispettivamente per l'apparecchio trasmittente e per quello ricevente. Al contrario, se non si adopera questo sistema per la ricezione, ne risulteranno delle distorsioni nella ricezione, che permettono di assicurare più o meno il segreto della comunicazione.

In questo metodo si può ridurre, in modo molto insufficiente è vero, la frequenza portante ed una banda laterale, scegliendo convenientemente i valori di L_3 o quelli del condensatore che sostituisce L_3. Ciò permette in pratica di sopprimere, senza bisogno del filtro, l'onda portante ed una banda laterale. Inoltre in questo sistema, se si utilizza un filtro, si possono sopprimere completamente queste due onde, e ciò ben più facilmente che nel caso in cui si adoperi un sistema che emetta le due bande laterali.

PARERE N. 48. - SOPPRESSIONE DELLE ARMONICHE E TOLLERANZA AMMISSIBILE PER LA LORO INTENSITÀ.

Il C. C. I. R.

considerando

1° che degli apparati trasmittenti, che non siano quelli delle stazioni mobili, quando sono bene costruiti, producono delle armo-

niche la cui intensità individuale, ad una distanza di circa 5 km dai limiti dell'antenna trasmittente, può raggiungere la frazione seguente dell'intensità dell'onda fondamentale:

Frequenza dell'onda fondamentale	Frazione dell'intensità dell'onda fondamentale
10 a 100 kc s	0,1 % (trasmettitori a lampada)
100 a 550 kc s	0,1 %
550 a 1500 kc s	0,05 %

e che, d'altra parte, è difficile determinare l'importanza delle armoniche di frequenza superiore a 3000 kc/s a causa dei fattori che intervengono, come l'angolo di radiazione, la natura della propagazione e la difficoltà delle misure di intensità di campo di tali frequenze.

2° che è possibile ridurre le armoniche di tutti i posti trasmittenti con diversi metodi, come quelli che sono indicati nei due annessi seguenti,

emette il parere

1° che è necessario proteggere tutti i servizi contro i disturbi provenienti da emissioni non essenziali, ed in particolare contro le armoniche di una intensità o di un carattere tale che possano disturbare le normali ricezioni, ma che non è possibile fissare attualmente dei limiti massimi di intensità di campo di tali armoniche, che siano applicabili in tutti i casi.

2° che è tuttavia desiderabile cercare di fissare tali limiti, indipendenti dalla potenza del posto trasmittente e funzione solamente delle condizioni di ricezione sulla frequenza dell'armonica.

ALLEGATO N. 1 AL PARERE N. 48. - PROPOSTA DELLA AMMINISTRAZIONE GERMANICA CONCERNENTE LA QUESTIONE 8 DEL PROGRAMMA DELLA SECONDA RIUNIONE DEL C. C. I. R.

INTRODUZIONE.

A. *Quali misure bisogna prendere per sopprimere le armoniche dei trasmettitori?*

Per rispondere a questa questione, è d'uopo considerare le diverse specie di trasmettitori qui elencati:

1° trasmettitori a valvola,
2° trasmettitori ad alternatori A. F.,
3° trasmettitori ad arco.

1° *Trasmettitori a valvole.* Non v'ha dubbio che il traffico radiotelegrafico è svolto in maniera preponderante a mezzo di trasmettitori a valvola.

Nelle proposte che sono state presentate su questa questione alla prima riunione, del C. C. I. R. dalla Gran Bretagna e dalla Germania (vedi i documenti di detta riunione, pag. 74 e seguenti, 155, 443 e seguenti), sono state esposte dettagliatamente le misure da prendersi per sopprimere le armoniche dei trasmettitori a valvola; le ricordiamo qui appresso.

a) Circuiti intermedi. L'impiego di un circuito intermedio, posto tra la lampada generatrice ed il circuito d'antenna, è incontestabilmente il mezzo più efficace per diminuire le armoniche. In questo caso, l'accoppiamento deve essere il più lasco possibile. Un accoppiamento capacitativo del circuito d'antenna è ancora più favorevole di quello induttivo, benchè quest'ultimo sia il più generalmente usato.

b) Controaccoppiamento. Questo sistema è molto difficile a realizzare in pratica, ed è efficace solamente per una determinata armonica.

c) Circuiti antirisonanti e dispositivi di corto circuito. Anche questi sistemi sono efficaci solamente per una determinata armonica. Per sopprimere le altre armoniche, sarà necessario disporre di un numero di circuiti accordati corrispondenti a quelli delle armoniche da sopprimere, a meno che non si desideri utilizzare un « filtro », che presenta in pratica difficoltà ancora più grandi.

d) Filtri. Si possono, sulle oscillazioni nell'antenna, eliminare tutte le armoniche a mezzo di un filtro « passa-bassa » che elimina tutte le frequenze superiori a quella della banda emessa.

e) Soppressione della coincidenza delle armoniche della frequenza emessa con le armoniche dell'antenna.

f) Schermaggio delle diverse parti del trasmettitore e messa a terra degli schermi. Questa misura è necessaria onde evitare che le armoniche pervengano all'antenna, attraverso le capacità che

sono presenti dappertutto. Queste capacità parassite sono tanto più nocive, quanto più corta è l'onda utilizzata; in effetto, le armoniche possiedono allora una frequenza molto elevata e sono irradiate in condizioni particolarmente favorevoli.

2° *Trasmettitori ad alternatori ad alta frequenza.* Per questi trasmettitori vi sono pure dei circuiti intermedi, dei circuiti antirisonanti e dei dispositivi di corto circuito, dei quali principalmente devesi tener conto. È d'uopo osservare che, in seguito alla moltiplicazione della frequenza, si producono non solamente delle armoniche della frequenza emessa, ma anche tutte le armoniche della *frequenza fondamentale* fornita dall'alternatore.

3° *Trasmettitori ad arco.* Le considerazioni contenute nel memoriale presentato dalla Gran Bretagna (allegato al parere n. 24, vedi i documenti della prima riunione del C. C. I. R. pagina 443 e seguenti) sono tanto dettagliati, che altri dati sarebbero superflui. D'altra parte, bisogna considerare che attualmente i trasmettitori ad arco hanno una funzione secondaria.

Per quanto concerne i disordini prodotti dalla manipolazione dei trasmettitori, ci riportiamo alla proposta fatta dalla Germania alla prima riunione del C. C. I. R. (documenti di questa riunione a pag. 155).

B. *Qual' è la tolleranza ammissibile per l'intensità delle armoniche?*

Nella proposta che la Germania ha fatto alla prima riunione del C. C. I. R. (documenti di questa riunione a pag. 155) è raccomandato che l'intensità della corrente di tutte le frequenze parassite non sorpassi il 0.05 % dell'intensità della corrente d'antenna. In seguito a questa condizione, l'intensità delle armoniche è sottomessa alla stessa tolleranza proporzionale per i grandi e piccoli trasmettitori, cosa non troppo bene giustificata, perchè:

1° nei grandi trasmettitori si può, per ragioni di economia, prendere più facilmente delle misure più estese, e

2° il disturbo non dipende che dal valore assoluto dall'armonica irradiata.

L'intensità del campo prodotto da una qualsiasi armonica del trasmettitore, non può sorpassare 0.3 mV/m, e ciò indipendentemente dalla potenza del trasmettitore, per qualunque direzione, e per tutte le distanze superiori a cinque volte la lunghezza d'onda fondamentale. La distanza tra i punti di misura ed il trasmettitore non deve essere inferiore ai 1000 m.

ALLEGATO 2 AL PARERE N. 48. - RESPONSO DELL'AMMINISTRAZIONE GIAPPONESE ALLA QUESTIONE 8 DEL PROGRAMMA DELLA SECONDA RIUNIONE DEL C. C. I. R.

I. MISURE DA PRENDERSI PER SOPPRIMERE LE ARMONICHE.

1° Per sopprimere o diminuire le armoniche delle onde emesse da un trasmettitore a valvola, bisogna porre attenzione che:

a) le lampade non siano estremamente eccitate per impulso;

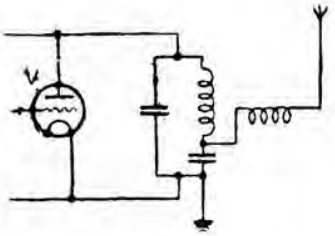


Figura 1.

b) un circuito intermedio sia posto tra il circuito di placca e quello d'antenna;

c) il decremento di ciascun circuito sia ridotto al minimo;

d) nel circuito risonante di placca, le armoniche passino più facilmente dalla parte della capacità che dalla parte dell'induttanza; per conseguenza, bisogna che l'energia sia condotta dalla parte dell'induttanza;

e) par quanto concerne l'accoppiamento dei circuiti, l'accoppiamento capacitativo sia adottato di preferenza rispetto a quello induttivo (vedi ad esempio il montaggio dei circuiti indicato nella fig. 1; si può constatare che detto montaggio corrisponde alle condizioni fissate dalle lettere *d*) ed *e*);

f) un filtro sia inserito nella linea d'alimentazione d'antenna;

g) le armoniche non pervengano all'antenna, disponendo convenientemente dei circuiti risonanti, accordati sulle armoniche;

h) le lampade dell'ultimo stadio siano montate, possibilmente, in push-pull, dato che a mezzo di questo procedimento si possono sopprimere le armoniche pari, con la neutralizzazione.

2° Per sopprimere efficacemente l'armonica più importante, è raccomandabile di prendere le seguenti misure:

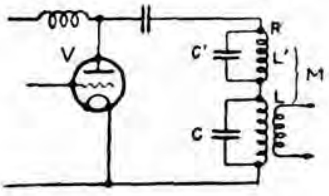


Figura 2.

a) Come mostra la fig. 2, si può inserire un circuito di risonanza L' C', in serie con il circuito principale d'accordo L C, nel circuito di placca della valvola dell'ultimo stadio, e collegare convenientemente L e L'; si fa variare allora la capacità del condensatore C'. Le armoniche che passano per L possono venire così eliminate nel punto dove la frequenza di risonanza di L' C' si trova leggermente inferiore a quella delle armoniche da sopprimere.

La condizione per la quale l'armonica n^a è eliminata, viene espressa dalla formula seguente:

$$\frac{M}{L} = \frac{C'L'}{CL} - \frac{1}{n^2}$$

supponendo

$$R' \ll \frac{n}{\omega C'} \left(\frac{C'L'}{CL} - \frac{1}{n^2} \right)$$

D'altronde, questo procedimento ha il vantaggio di ridurre di poco la terza armonica allorchè, ad esempio, si regola il circuito in modo di sopprimere la seconda armonica. Le esperienze hanno dimostrato che la seconda armonica può essere facilmente ridotta di qualche unità per cento.

b) Come indica la fig. 3, si pone nel circuito di placca della valvola oscillatrice, un circuito L_1 C_1, destinato a filtrare l'armonica (n^a), in serie con il circuito d'accordo principale L C, e s'inserisce L_3 nel circuito di griglia. Se si collega convenientemente L_1 con L_3, si può eliminare quasi totalmente, nel circuito di placca, l'armonica (n^a), poichè la resistenza apparente del circuito L_1 C_1 può venire ridotta quasi a zero.

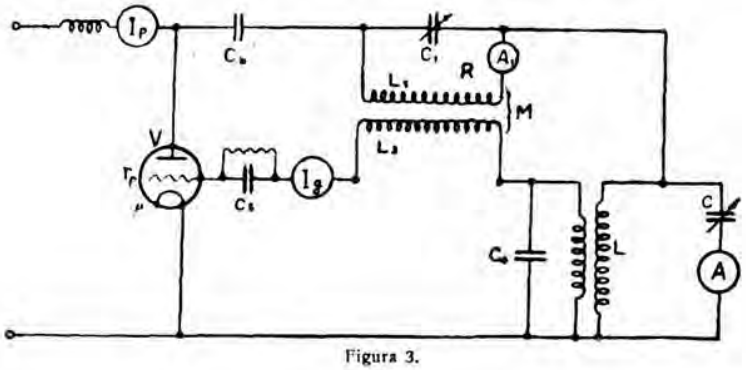


Figura 3.

Per annullare la resistenza apparente basta, come si sa, che M sia più piccolo di

$$\frac{1}{\mu}(Rr_p C_1 + L_1)$$

II. TOLLERANZA AMMISSIBILE PER LE ARMONICHE.

È difficile determinare nel momento attuale il valore della tolleranza ammissibile per le armoniche; conviene dunque limitarsi a sopprimerle per quanto è possibile.

PARERE N. 49. - TOLLERANZA DI SOVRAMMODULAZIONE NEI TRASMETTITORI RADIOTELEFONICI.

Il C. C. I. R.

considerando

1° che la sovrammodulazione dei posti trasmittenti radiotelefonici produce delle componenti parassite di modulazione che

hanno pure effetto da una parte di ingrandire la banda delle frequenze trasmessa e, d'altra parte, di ridurre la qualità della riproduzione della parola e della musica.

2° che è possibile di ridurre tali effetti con diversi procedimenti, come quelli indicati nello studio seguente presentato dagli Stati Uniti d'America.

emette il parere che è desiderabile

1° che i posti trasmittenti radiotelefonici siano costruiti e regolati in maniera tale che l'ampiezza delle componenti parassite di modulazione al di fuori della banda di frequenza utile, sia ridotta ad un valore tale che queste componenti non disturbino la ricezione normale di altre stazioni che utilizzano delle frequenze vicine;

2° che il coefficiente di modulazione dei posti trasmittenti radiotelefonici sia limitato ad un valore tale che, per la massima potenza e per una frequenza qualunque compresa nella banda da trasmettere, l'ampiezza totale dell'assieme delle componenti parassite di modulazione non sorpassi la seguente frazione dell'ampiezza fondamentale di modulazione:

stazioni di radiodiffusione	4 % (corrispondente ad una attenuazione di 3,2 neper o 28 decibel);
altre stazioni radiotelefoniche	10 % (corrispondente ad una attenuazione di 2,3 neper o 20 decibel).

ALLEGATO AL PARERE N. 49. – STUDIO FATTO DAGLI STATI UNITI D'AMERICA IN RISPOSTA ALLA QUESTIONE N. 9 DEL PROGRAMMA DELLA SECONDA RIUNIONE DEL C. C. I. R.

Si ammette, che per sovrammodulazione si deve intendere un accrescimento della frequenza di modulazione trasmessa al sistema di modulazione, accrescimento che sorpassa un valore determinato, designato come limite, al di sotto del quale la deformazione del segnale è considerata come soddisfacente per il servizio di cui trattasi. Qualsiasi deformazione del segnale è accompagnata

generalmente da una generazione di componenti supplementari agenti fuori della banda del segnale. Il grado di disturbo causato da queste componenti supplementari costituisce il criterio della loro azione nociva. Se, come è indicato più in alto, si definisce la sovrammodulazione dal grado di deformazione del segnale, ci si trova in presenza di un secondo criterio differente dal precedente. Non v'è dunque alcuna relazione generale fissata tra il grado di sovrammodulazione da una parte, e lo stato più o meno soddisfacente delle componenti situate al di fuori della banda, dall'altra.

Le frequenze estranee, che causano dei disturbi, possono prodursi nell'apparecchio di emissione, in seguito all'una od all'altra delle cause indicate più avanti, oppure addirittura in seguito a tutte queste cause. Ciascun caso particolare potrà dunque richiedere altrettante misure correttive particolari.

Poichè queste emissioni non essenziali hanno la loro origine nel trasmettitore stesso, una conveniente selettività dell'accoppiamento del trasmettitore con l'antenna potrà ridurle fino ad un qualsiasi valore che si desideri. Tuttavia, questo metodo viene ostacolato dalle numerose difficoltà pratiche, e ciò particolarmente nel caso delle frequenze più elevate; d'altra parte, poichè la produzione di frequenze non essenziali è accompagnata, nella maggioranza dei casi, da deformazioni del segnale emesso, ci si dovrà sforzare di ridurre l'ampiezza di queste irradiazioni alla loro origine.

Vi sono due cause principali per la produzione delle frequenze situate fuori della banda richiesta per la comunicazione: *a)* la modulazione su una banda più larga del necessario; *b)* intermodulazione negli apparecchi non lineari.

Queste cause sono esaminate separatamente nei paragrafi che seguono.

a) Diminuzione della banda di modulazione.

Se un tipo di comunicazione esige che si trasmettano tutte le frequenze inferiori a f_1 onde assicurare l'intelligibilità, e se le frequenze radioelettriche sono attribuite basandosi sul principio che ciascuna frequenza superiore a f_1 non debba venire trasmessa, ne potrebbero risultare dei disturbi, nel caso in cui una

qualsiasi stazione emettesse un numero più grande di gamme di frequenze. È dunque desiderabile di restringere le frequenze di modulazione alla banda strettamente compatibile a quella necessaria per ottenere una trasmissione intelligibile, e ciò con il metodo utilizzato (telegrafia, telefonia, televisione ecc.). Questo risultato può ottenersi a mezzo di circuiti regolatori di frequenza, posti tra la sorgente del segnale modulatore ed il modulatore, ed in modo tale da mantenere la banda condotta al modulatore nei limiti convenienti. L'effetto di questo procedimento, è, probabilmente, più notevole per la trasmissione su basse frequenze. Nel caso dei trasmettitori telegrafici ad alta frequenza (onde corte), bisogna notare che, se la modulazione completa è ottenuta con la manipolazione dell'onda portante, si potranno riscontrare delle serie difficoltà, restringendo convenientemente la banda delle frequenze di modulazione.

Tuttavia, la diminuzione della larghezza della banda del segnale modulatore non impedirà la formazione di componenti accessorie alla frequenza nel caso in cui non si prenda cura di evitare l'intermodulazione, dovuta al carattere non lineare degli apparecchi che seguono il modulatore.

b) Intermodulazione.

In tutti gli apparecchi elettrici, per i quali, in ogni istante del periodo della corrente alternata, il rendimento all'uscita non può essere reso direttamente proporzionale all'azione provocata all'entrata - utilizzando dei compensatori di attenuazione o di fase - vi sarà generazione di frequenze parassite. Se si applica una sola frequenza all'entrata dell'apparecchio, si potranno ricavare all'uscita tutte le armoniche di questa frequenza. Se si applicano all'ingresso parecchie frequenze, si troveranno all'uscita delle frequenze corrispondenti alle somme ed alle differenze delle frequenze fondamentali, come anche armoniche delle frequenze applicate all'entrata. Questo fenomeno si presenta in grado differente negli amplificatori a valvola. È possibile ottenere un'amplificazione dove queste distorsioni saranno diminuite quasi a volontà, ma, generalmente, l'energia all'uscita dell'amplificatore e la sua efficacia diminuiranno contemporaneamente alla deformazione. È

necessario dunque, in pratica, stabilire un equilibrio tra la potenza effettiva del trasmettitore, da una parte, e le interferenze prodotte dal carattere non lineare del trasmettitore, dall'altra, tenendo conto, nel medesimo tempo, della selettività che potrebbe venire prodotta all'uscita del trasmettitore.

Le frequenze non essenziali, dovute al carattere non lineare del trasmettitore, possono provenire da due sorgenti differenti:

1° L'elemento del circuito del trasmettitore in cui si riscontra questo carattere non lineare, è percorso del segnale modulatore; è il caso, ad esempio, degli amplificatori di parola e del modulatore nel trasmettitore radiotelefonico. Vi sono, in questo caso, delle armoniche molto importanti, vale a dire che le frequenze parassite che predominano all'uscita di questo elemento del circuito, corrispondono alle armoniche delle frequenze all'entrata.

2° L'elemento del circuito non lineare è percorso dalla corrente portante modulata, come è il caso, ad esempio, dell'amplificatore ad alta frequenza di uscita di un trasmettitore del tipo a basso livello di modulazione. Si trovano, in questo caso, all'uscita dell'apparecchio:

a) le armoniche di tutte le frequenze elementari emesse dall'elemento non lineare, e,

b) ciò che è egualmente importante, un gruppo di prodotti dell'intermodulazione, corrispondente a numerose combinazioni e « ricombinazioni » delle diverse frequenze d' entrata e delle loro armoniche.

I prodotti delle armoniche ed i prodotti dell'intermodulazione, che sono in vicinanza delle frequenze armoniche, possono venire eliminati dalla selettività del circuito d'uscita del trasmettitore. I prodotti dell'intermodulazione, la cui frequenza si avvicina alla banda di segnalazione emessa, sono i più difficili a sopprimere.

I due tipi di deformazione presentati più sopra sotto 1° e 2°, tendono ad aumentare la larghezza della banda emessa, al di là dei limiti richiesti per il servizio di cui trattasi.

METODI DI MANUTENZIONE.

Benchè in generale non vi sia alcuna relazione tra gli elementi fuori della banda e la qualità all' interno della banda, si

troverà nondimeno, d'ordinario, che esiste una relazione ben definita per ciascuna installazione. Per tale ragione, le misure di distorsione nell'interno della banda, potranno dare delle indicazioni per il mantenimento delle condizioni particolari, concernenti le radiazioni fuori della banda. Una volta che il trasmettitore è regolato in modo tale che l'interferenza fuori della banda sia ridotta al minimo, basterà mantenere accuratamente questa regolazione per evitare che i segnali siano di qualità inferiore; questo avrà nello stesso tempo per effetto, di mantenere il medesimo minimo di interferenza al di fuori della banda. Se i prodotti dell'intermodulazione all'interno, e nei pressi della banda, sono stati determinati e coordinati coi livelli delle voci, il mantenimento di un sistema trasmittente radiotelefonico si porta al mantenimento della regolazione primitiva del trasmettitore, ed al mantenimento, nella pratica, dei livelli convenienti delle voci.

Gli articoli seguenti sull'intermodulazione sono di un interesse particolare:

Modulazione nei tubi a vuoto usati come amplificatori. E. PETERSON e H. P. EVANS. *Bell System Technical Journal*. 6, p. 442, luglio 1927.

Modulazione incrociata sugli amplificatori a frequenza acustica. S. HARRIS. *Proc. I. R. E.*, 18, p. 350, febbraio 1930.

Riduzione della distorsione nei ricevitori radio per mezzo di tetrodi a μ variabile. S. BALLENTINE e H. SNOW. *Proc. I. R. E.*, 18, p. 2102, dicembre 1930.

RIASSUNTO.

La limitazione delle radiazioni non essenziali emesse da un trasmettitore può essere realizzata:

a) evitando l'uso di frequenze modulatrici più elevate del necessario, per la trasmissione intelligibile;

b) stabilendo i circuiti del trasmettitore in modo tale, da diminuire più che è possibile il loro carattere non lineare, fino ad ottenere il rendimento massimo del trasmettitore;

c) prendendo le necessarie precauzioni nella manutenzione e nel mantenimento del trasmettitore, al fine di evitare che si sorpassino i limiti per i quali è stato costruito.

La questione di sapere se una data installazione, che funziona in condizioni normali, produce delle irradiazioni nocive fuori della banda, presuppone che si siano stabilite delle restrizioni concernenti il grado ammissibile fuori della banda. Fino a che si stabiliranno tali restrizioni o esigenze, questo grado d'irradiazione dipenderà dal modo nel quale il costruttore dell'apparecchio ha tenuto conto per cercare di restringerle. Lo stabilire queste restrizioni, solleva la questione importante delle esigenze da imporsi per quanto riguarda la larghezza della banda di comunicazione, come pure per la questione del grado d'irradiazione delle frequenze ammissibili nelle vie adiacenti.

Attualmente, le informazioni di cui disponiamo non sono sufficienti da permettere di fissare una tolleranza qualsiasi di sovrammodulazione. In tutti i casi, si dovrebbe riconoscere che è ragionevole di proteggere tutti i servizi contro questi effetti, allorchè questi hanno delle proporzioni tali da essere suscettibili di disturbare sensibilmente la ricezione normale.

PARERE N. 50. - ANNULLAMENTO DELLE CORRENTI NEGATIVE NEI TRASMETTITORI AD ARCO.

Il C. C. I. R.

emette il parere

che è desiderabile che, nei trasmettitori ad arco, siano prese tutte le misure per sopprimere od almeno per ridurre il più che è possibile l'irradiazione dell'onda di compenso e che tutti i trasmettitori ad arco siano modificati in questo senso nel termine di circa 2 anni.

Il C. C. I. R. segnala, a titolo di esempio, lo studio seguente dell'Amministrazione Polacca.

ALLEGATO AL PARERE N. 50. - STUDIO DELL'AMMINISTRAZIONE POLACCA RELATIVO ALLA QUESTIONE 12 DEL PROGRAMMA DELLA SECONDA RIUNIONE DEL C. C. I. R.

I trasmettitori ad arco lavorano per mezzo di due onde; l'onda positiva e l'onda negativa. Le frequenze di queste onde

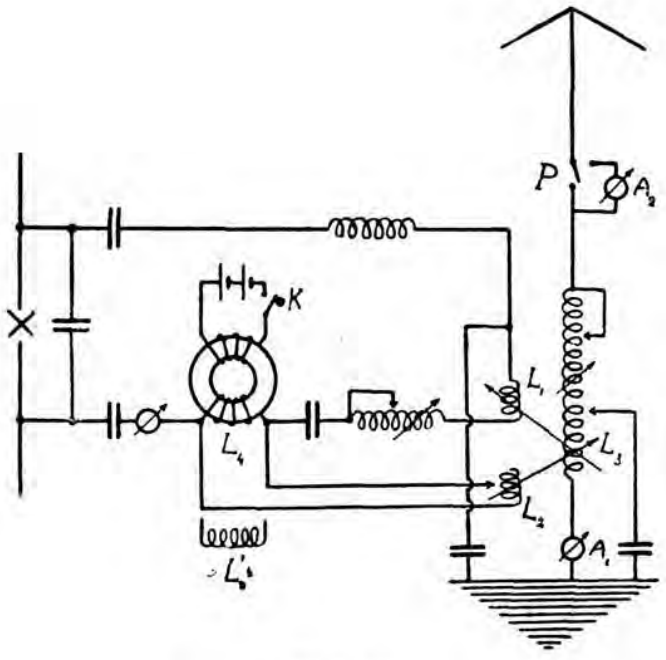


Figura 1.

Schema del circuito dell'arco con il dispositivo di manipolazione per ridurre la corrente negativa nel circuito d'antenna.

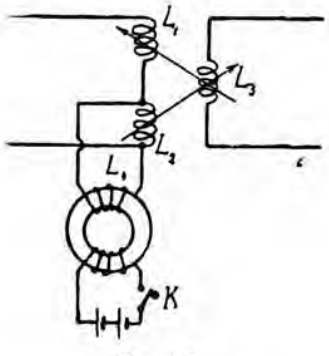


Figura 2.

Principio del dispositivo di manipolazione per ridurre la corrente negativa nel circuito d'antenna.

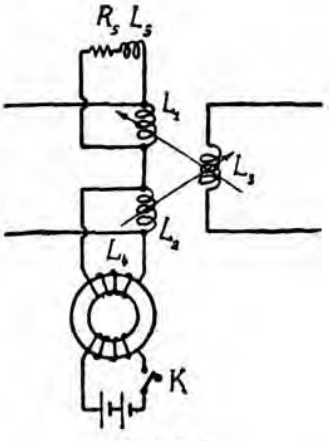


Figura 3.

Dispositivo di manipolazione per una riduzione completa della corrente negativa nel circuito d' antenna.

differiscono da qualche centinaio a qualche migliaio di periodi, affinchè l'arco lavori in condizioni giuste.

In questo modo, le onde negative dei trasmettitori ad arco occupano, nella banda di frequenze, dei posti destinati a comunicazioni radiotelegrafiche. Dato il numero crescente di trasmettitori, le onde negative dànno luogo sovente a disturbi nella ricezione di altre stazioni radiotelegrafiche. Disturbi di tale tipo sono stati appunto originati durante la trasmissione della stazione radiotelegrafica ad arco SPJ a Poznan.

Nel maggio del 1930, si è adottato nella stazione di Poznan, allo scopo di eliminare questi disturbi, un nuovo sistema di manipolazione radiotelegrafica (1). Tale sistema permette di ridurre la corrente negativa nel circuito d'antenna, ad un valore inferiore all' 1 % del valore della corrente positiva.

Le figure 1 e 2 dànno lo schema attuale della stazione radiotelegrafica di Poznan, ed il principio del nuovo sistema di manipolazione.

Il principio adottato si basa sul principio di compensazione. L'antenna trasmittente è alimentata a mezzo di due trasformatori L_1 L_3 e L_2 L_3, che lavorano in modo differente. Un avvolgimento di questi trasformatori, L_2, è shuntato dal modulatore magnetico L_4. Se il tasto K è aperto, l'avvolgimento L_4 possiede un coefficiente d'induzione più grande di quello relativo alla posizione di tasto abbassato. Segue che l' azione del tasto K fa variare il rapporto delle correnti che passano nelle bobine L_1 ed L_2. Se i segnali radiotelegrafici positivi devono rispondere al tasto K abbassato, bisogna scegliere gli accoppiamenti L_1 L_3 e L_2 L_3 in modo tale che, a tasto K aperto, l'azione delle bobine L_1 ed L_2 sulla bobina L_3 sia nulla. Per facilitare la regolazione si può collegare, in serie od in parallelo, con la bobina L_2, una bobina supplementare L_2'. La corrente positiva nel circuito d'antenna è controllata per mezzo di un amperometro A_1. Per il controllo della corrente negativa del circuito d'antenna, vi è un altro

(1) S. Manczarski, « Eliminazione delle emissioni nocive dell'onda negativa, nei trasmettitori ad arco ». *Przeglad Radjotechniczny*, 1931, nn. 5 e 6.).

amperometro A_2 di sensibilità conveniente il quale viene inserito nel circuito oppure escluso per mezzo del commutatore P.

La figura 3 rappresenta il dispositivo di manipolazione che dà luogo ad una riduzione molto completa della corrente negativa nel circuito d'antenna. In questo caso, i due trasformatori L_1 L_3 ed L_2 L_3 agiscono in modo differente. Un avvolgimento del trasformatore L_2 è shuntato dal modulatore magnetico L_4 e l'altro avvolgimento L_1 è shuntato dalla resistenza R_5 nonchè dalla bobina di self L_5.

La resistenza R_5 e l'induttanza L_5 permettono di scegliere una fase conveniente per la corrente che circola nella bobina L_1 onde compensare in modo preciso l'azione della bobina L_2. La scelta dei valori della resistenza R_5 della bobina di self L_5 dipende allora dall'induttanza e dalla resistenza del modulatore magnetico L_4.

Nella stazione di Poznan (frequenza 80,5 kc/s) si applica ora un sistema di manipolazione più semplice, il cui principio è rappresentato dalla figura 2. Finora, questo sistema si è dimostrato del tutto sufficiente. Per una corrente positiva di 28 ampere nel circuito d'antenna, la corrente negativa è di 0.25 ampere circa. Ne segue, che l'irradiazione dell'onda negativa della stazione SPJ è talmente limitata, che detta onda non causa alcun disturbo nei centri riceventi. Nel caso ove sia necessario di ridurre più completamente la corrente negativa nel circuito di antenna, si può applicare il dispositivo rappresentato nella fig. 3.

OSSERVAZIONE.

Le nuove definizioni stabilite nel parere n. 42 come pure la sostituzione del parere n. 10 con il n. 43, rendono necessario apportare diverse modifiche al parere n. 16.

Tali modifiche sono indicate qui appresso.

PARERE N. 16 (modificato). - IMPIEGO DI ONDAMETRI DA PARTE DI STAZIONI RADIOELETTRICHE.

Il C. C. I. R. emette i voti:

1° che ogni stazione fissa o terrestre, ogni stazione destinata a servizi speciali sia munita di un'ondametro avente almeno la

precisione indicata al parere n. 43, comma 4, o di un dispositivo equivalente, restando inteso che sotto il nome di dispositivo equivalente, si comprendono gli indicatori di frequenza ed i dispositivi di stabilizzazione aventi almeno la medesima efficacia, o una organizzazione che permetta di procedere molto spesso a delle misure di frequenza a distanza. È tuttavia raccomandato che ogni stazione la cui frequenza è suscettibile di variare in seguito a circostanze locali, sia munita di un ondametro;

2° che ogni paese voglia prendere le disposizioni più efficaci allo scopo di garantire che gli amatori restino nell'interno della banda di frequenza loro assegnata, imponendo in particolare agli amatori, se è necessario, l'impiego di un ondametro o di ogni altro dispositivo equivalente;

3° che per le stazioni di bordo delle navi, la frequenza di emissione sia verificata il più spesso possibile dal servizio di ispezione dal quale esse dipendono; si raccomanda tuttavia che le stazioni che emettono su frequenze superiori a 6000 kc/s (onde inferiori a 50 m.) siano munite di un ondametro o di un dispositivo equivalente;

4° che per le stazioni di aeronavi è desiderabile che le amministrazioni prendano le misure necessarie per mantenere la frequenza dei trasmettitori delle loro rispettive aeronavi nei limiti prescritti dal C. C. I. R.

C) - Questioni allo studio.

(Questioni nuove o non risolte)

QUESTIONE N. 1.

REGOLAMENTO PER L'ORGANIZZAZIONE DEL C. C. I. R.

Il C. C. I. R.

esprime il parere

che è necessario fare uno studio del regolamento per l'organizzazione, in vista di migliorarlo e completarlo, e che l'amministrazione italiana, quale amministrazione accentratrice, invii il suo rapporto all'Ufficio internazionale non più tardi del 1° maggio 1932, perchè sia comunicato a tutte le amministrazioni e compagnie interessate (1).

Amministrazione accentratrice: Italia.

Amministrazioni collaboratrici: Germania, Stati Uniti d'America, Francia, Inghilterra, Giappone, Portogallo, Cecoslovacchia, ed U. R. S. S.

QUESTIONE N. 2.

AMMISSIONE DEI RAPPRESENTANTI DI ENTI INTERNAZIONALI AI LAVORI DEL C. C. I. R.

Il C. C. I. R.,

non essendo stato d'accordo sulla questione di sapere se bisogna o no ammettere in avvenire i rappresentanti di enti inter-

(1) Le amministrazioni, che faranno questo studio, dovrebbero esaminare egualmente la questione, che deve essere considerata come compresa nella questione n. 1: In quale misura vengono messe in pratica le raccomandazioni del C. C. I. R. dalle amministrazioni, dagli impresari privati e dalle organizzazioni che collaborano ai lavori del C. C. I. R.? (Vedasi in proposito il rapporto della sesta seduta della Commissione di redazione della seconda riunione del C. C. I. R.).

nazionali alle sue riunioni (articolo 2, §§ 1 e 2, ed articolo 6, § 5, del Regolamento interno della riunione di Copenaghen, 1931),

suggerisce

che la partecipazione di detti enti ai suoi lavori – partecipazione non prevista dall'articolo 33 del Regolamento generale di Washington – sia esaminata dalle amministrazioni prima della Conferenza di Madrid, per essere oggetto di discussioni alla detta Conferenza.

Amministrazione accentratrice: Italia.

Amministrazioni collaboratrici: Germania, Stati Uniti d'America, Francia, Inghilterra, Paesi Bassi, Cecoslovacchia ed U. R. S. S.

QUESTIONE N. 3.

STUDIO DEI MEZZI ECONOMICI E TECNICI CHE PERMETTANO AD UNA STAZIONE MOBILE DI LAVORARE PIÙ EFFICACEMENTE SULLA FREQUENZA DI UNA STAZIONE TERRESTRE QUALSIASI, CON LA QUALE ESSA DESIDERA CORRISPONDERE.

Amministrazione accentratrice: Inghilterra.

Amministrazioni collaboratrici: Germania, Stati Uniti d'America, Giappone.

QUESTIONE N. 4.

RIPARTIZIONE DELLE BANDE DI FREQUENZE.

Il C. C. I. R.

considerando

che la ripartizione delle bande di frequenze per i diversi servizi radioelettrici non è di sua competenza, ma deve essere trattata alla prossima Conferenza mondiale di Madrid,

che, tuttavia, l'accrescimento incessante di tutti i servizi radioelettrici provoca un crescente ingombro dell'etere, suscettibile di limitare lo sviluppo di questi servizi ed anche da compromettere il loro funzionamento normale,

che il C. C. I. R. è incaricato di studiare i metodi ed i procedimenti tecnici di tutte le specie che permettano di assicurare uno sviluppo armonico delle radiocomunicazioni,

che uno studio sistematico delle condizioni di propagazione delle onde hertziane nelle differenti parti dello spettro di frequenze, come pure delle condizioni tecniche della loro utilizzazione dai differenti servizi, sarebbe desiderabile ed utile,

emette il parere

1° che tali studi debbano essere intrapresi o seguiti, specialmente in base agli studi già sottoposti al C. C. I. R. dalle seguenti amministrazioni: Germania (risposta alla questione 11 del programma della seconda Riunione del C. C. I. R.); Stati Uniti d'America (due documenti: risposta alla questione n. 11, contributo allo studio della questione n. 11); Francia (tre documenti: risposta alla questione n. 8, risposta alla questione n. 11); Polonia (vedasi la sua seconda risposta alla questione n. 11); U. R. S. S. (risposta alla questione n. 11); Unione internazionale di Radiodiffusione (due documenti: risposta alla questione n. 11, contributo allo studio delle leggi di propagazione delle onde hertziane nella gamma da 150 a 1500 kc/s), come pure in base al programma di studi contenuto nell'allegato seguente;

2° che la documentazione già avuta ed i risultati dei nuovi studi, intrapresi dai diversi enti interessati, siano confidati alla amministrazione dell'Inghilterra, quale amministrazione accentratrice, in vista del loro coordinamento;

3° che questa amministrazione compili al più presto possibile un rapporto generale, e lo invii all'Ufficio internazionale prima del 1° maggio 1932, perchè sia comunicato a tutte le amministrazioni, come pure a tutte le compagnie utenti interessate, affinchè questo rapporto possa servire alla preparazione dei lavori in vista della Conferenza di Madrid.

Amministrazione accentratrice: Inghilterra.

Amministrazioni collaboratrici: Germania, Congo Belga, Danimarca, Spagna, Stati Uniti d'America, Francia, Indie Neerlandesi,

Italia, Giappone, Marocco, Messico, Norvegia, Portogallo, Cecoslovacchia, U. R. S. S.

Ente collaboratore: Unione internazionale di radiodiffusione.

ALLEGATO ALLA QUESTIONE N. 4.

PROGRAMMA DI STUDI.

A. Quali sono le caratteristiche di propagazione delle onde appartenenti alle differenti parti dello spettro di frequenze?

In particolare, quale è l'influenza, sulla forma delle onde e sull'intensità del campo, dei seguenti elementi:

1° le condizioni speciali d'installazione del ricevitore e del trasmettitore,

2° il terreno, al di sotto del quale viene eseguita la propagazione (forma e natura),

3° la distanza,

4° la direzione,

5° gli atmosferici,

6° le tempeste magnetiche,

7° l'ionizzazione,

8° la propagazione diretta od indiretta,

9° gli echi,

10° le zone di silenzio,

11° l'evanescenza.

Quale è l'influenza di questi differenti elementi durante le variazioni giornaliere, annuali, e quali sono le variazioni che si manifestano durante un periodo comprendente diversi anni?

B. Quali sono le caratteristiche delle diverse onde per quanto concerne la radiogoniometria?

C. Quale è l'intensità del campo per la ricezione, nei seguenti casi differenti:

telegrafia tipo A 1, ricezione ad udito,

telegrafia tipo A 1, ricezione automatica,

telegrafia tipo A 2, ricezione ad udito,

telegrafia tipo A 2, ricezione automatica,

telefonia commerciale,

radiodiffusione,

radiogoniometria,

radiofototelegrafia e televisione?

Quale è l'influenza sulla ricezione delle differenti condizioni speciali che potrebbero intervenire?

QUESTIONE N. 5.

FISSAZIONE DELLE TOLLERANZE AMMISSIBILI PER L'INTENSITÀ DELLE ARMONICHE. STUDIO DELLE ARMONICHE DEI DIVERSI COMPLESSI E DELLA LORO AZIONE SUI RICEVITORI PER I DIFFERENTI SERVIZI.

Amministrazione accentratrice: Germania.

Amministrazioni collaboratrici: Stati Uniti d'America, Francia, Giappone, Paesi Bassi, Cecoslovacchia, U. R. S. S.

QUESTIONE N. 6.

RIDUZIONE DELLE CORRENTI PARASSITE NEI RICEVITORI.

Il C. C. I. R.

riconoscendo la necessità di studiare d'urgenza la questione dei disturbi prodotti dagli apparecchi industriali, e da installazioni elettriche di tutte le specie,

emette il parere

che l'amministrazione della Danimarca, quale amministrazione accentratrice, si voglia incaricare di studiare la questione della riduzione dei disturbi prodotti dagli apparecchi industriali e dalle installazioni elettriche di diversa specie, con l'aiuto delle amministrazioni e degli enti che vorranno prestare il loro concorso.

L'amministrazione della Danimarca è inoltre pregata di presentare i risultati di questi studi alla Conferenza radiotelegrafica internazionale di Madrid, affichè questa possa pronunciarsi sulla

necessità, o non, della continuazione degli studi da parte di un Comitato che abbia la possibilità di aggregarsi i rappresentanti di qualsiasi organizzazione internazionale che s'interessi della questione.

Amministrazione accentratrice: Danimarca.

Amministrazioni collaboratrici: Germania, Austria, Spagna, Stati Uniti d'America, Francia, Inghilterra, Italia, Norvegia, Paesi Bassi, Svizzera, U. R. S. S.

Ente collaboratore: Unione internazionale di radiodiffusione.

QUESTIONE N. 7.

SELETTIVITÀ E STABILITÀ DEGLI APPARECCHI RICEVENTI.

Il C. C. I. R.

considerando

che la selettività e la stabilità dei ricevitori presentano un interesse essenziale per la fissazione degli intervalli tra le frequenze delle stazioni che lavorano su frequenze vicine;

che certi ricevitori impiegati attualmente non offrono tutta la selettività desiderata;

che gli studi già fatti non permettono di completare ancora, a mezzo di indicazioni precise, il parere n. 21 del C. C. I. R.;

emette il parere

1° che lo studio dei ricevitori sia proseguito in base ai documenti già sottomessi alla seconda riunione del C. C. I. R. – in risposta alla questione 19 del programma di questa riunione – dal gruppo di compagnie francesi, dagli Stati Uniti d' America, dalla Francia, dal Giappone, dalla Germania, con il programma risultante dall'allegato seguente;

2° che la documentazione già raccolta ed i risultati dei nuovi studi intrapresi dai diversi enti interessati siano comunicati ad un'amministrazione accentratrice, in vista del loro esame e del loro coordinamento.

Amministrazione accentratrice: Francia.

Amministrazioni collaboratrici: Germania, Stati Uniti d'America, Italia, Giappone e Paesi Bassi

ALLEGATO ALLA QUESTIONE N. 7.

Quale è, da un lato, la relazione tra la selettività e la stabilità dei ricevitori radioelettrici utilizzati per i diversi servizi, e da un altro lato, la separazione della frequenza tra le stazioni trasmittenti ?

Lo studio porterà ai punti seguenti:

1° definizione precisa della selettività e della stabilità di un ricevitore;

2° metodi da impiegarsi per misurare la selettività e la stabilità di un ricevitore;

3° condizioni alle quali dovrà soddisfare, dal punto di vista della stabilità e della selettività, un ricevitore destinato a captare un'emissione determinata, rispondente alle condizioni fissate dalla tabella delle tolleranze, senza essere disturbato da emissioni di frequenze vicine;

4° risultati di già ottenuti con gli attuali sistemi riceventi;

5° dispositivi da raccomandarsi che permettano ad un ricevitore di soddisfare alle condizioni richieste per il servizio da effettuare;

6° in quali limiti si può conciliare, in modo sufficiente, la selettività necessaria ad un ricevitore, con la fedeltà di riproduzione delle bande laterali di modulazione (telegrafia multiplex, telefonia, radiodiffusione, fototelegrafia, televisione, ecc.).

QUESTIONE N. 8.

RIDUZIONE DEI DISTURBI NELLE BANDE MISTE.

Il C. C. I. R.

avendo riconosciuto

che alcune interferenze nelle bande miste, sarebbero senza dubbio evitate utilizzando delle frequenze di chiamata nei servizi mobili che lavorano su onda corta,

raccomanda questo impiego, anche se esso non può avere che un carattere regionale.

In questo caso, si richiama l'attenzione sui punti seguenti:

1° tali frequenze di chiamata dovrebbero essere istituite tanto per il servizio mobile marittimo, quanto per il servizio mobile aereo;

2° esse dovrebbero venir scelte tra le bande riservate specialmente ai servizi mobili, ed in relazione armonica tra esse.

Di conseguenza, il C. C. I. R.

esprime il parere

che siano eseguite esperienze al fine di rendersi conto dei vantaggi e degli inconvenienti di un tale sistema.

Amministrazione accentratrice: Danimarca.

Amministrazioni collaboratrici: Germania, Spagna, Stati Uniti d'America, Inghilterra e Giappone.

QUESTIONE N. 9.

EMISSIONI TELEGRAFICHE MODULATE.

Studio della banda di frequenze coperta da tali emissioni. Frequenza massima ammissibile per una ricezione ad udito. Determinazione delle loro componenti parassite di modulazione e valore massimo ammissibile per queste componenti.

Amministrazione accentratrice: Italia.

Amministrazioni collaboratrici: Germania, Stati Uniti d'America, e Francia.

QUESTIONE N. 10.

DISTURBI DI MANIPOLAZIONE.

Studio dei rumori provocati dalla manipolazione dei complessi trasmittenti radioelettrici. Procedimenti atti a ridurre questi disturbi.

Amministrazione accentratrice: Germania.

Amministrazioni collaboratrici: Stati Uniti d'America, Francia, Indie Neerlandesi, Italia e Giappone.

QUESTIONE N. 11.

STUDIO SULLE CONSIDERAZIONI TECNICHE NECESSARIE PER L'IMPIANTO DI UN SISTEMA CONVENIENTE DI EMISSIONE DI ONDE MISURATE PER L CONTROLLO DEGLI ONDAMETRI.

Amministrazione accentratrice: Italia.

Amministrazioni collaboratrici: Germania, Spagna, Stati Uniti d'America, Francia, Inghilterra, Giappone, U. R. S. S.

QUESTIONE N. 12.

STUDIO RELATIVO ALLA MISURA DEI RUMORI E DEL VOLUME DELLA VOCE.

Qual'è, al momento della prossima riunione del C. C. I. R., lo stato d'avanzamento degli studi relativi alla misura dei rumori e del volume della voce?

Amministrazione accentratrice: Francia.

Amministrazioni collaboratrici: Germania, Stati Uniti d'America, Inghilterra e Giappone.

QUESTIONE N. 13.

RADIOTELEFONIA TRA LE PICCOLE NAVI E LE STAZIONI TERRESTRI.

Quali sono i mezzi più convenienti, dal punto di vista della tecnica e dei regolamenti, per assicurare un servizio soddisfacente ed economico di radiotelefonia, per il collegamento delle piccole navi – e particolarmente di quelle che non cadono sotto le prescrizioni della Convenzione per la sicurezza umana in mare – con le stazioni costiere, e, se del caso, con le reti telefoniche pubbliche?

Come si può procedere, affinchè le piccole navi approfittino, in caso di incidenti, delle installazioni delle navi equipaggiate con stazioni di T. S. F. in base alla succitata convenzione?

Nel caso ove le frequenze comprese tra 1500 e 2000 kc/s (da 200 a 150 m.) venissero utilizzate per questo servizio, sarebbe d'uopo prevedere un'onda di chiamata generale: ad esempio l'onda 1667 kc/s (180 m.)?

Osservazione: È desiderabile, che questi mezzi siano egualmente suscettibili di assicurare un servizio radiotelefonico tra le navi vicine alla costa e le reti telefoniche terrestri.

Amministrazione accentratrice: Germania.

Amministrazioni collaboratrici: Belgio, Danimarca, Spagna, Stati Uniti d'America, Francia, Inghilterra, Indie Neerlandesi, Giappone, Norvegia, Paesi Bassi e Portogallo.

QUESTIONE N. 14.

TELEFONIA CON I TRENI IN MARCIA.

Il C. C. I. R.

considerando

1° che il sistema di telefonia con i treni in marcia produce delle correnti di frequenza radioelettrica, ma che l'irradiamento di onde hertziane non interviene nel caso di trasmissione utile, giacchè la distanza tra il complesso di trasmissione ed il complesso di ricezione è molto breve;

2° che la tecnica impiegata è generalmente analoga alla tecnica radioelettrica;

3° che la propagazione nello spazio delle onde emesse da un complesso di questo genere non avviene che ad una distanza relativamente piccola in rapporto alla portata delle comunicazioni radioelettriche;

4° che l'esperienza delle comunicazioni è ancora insufficiente da permettere di esprimere un parere definitivo,

emette il parere

che questa questione sia messa allo studio dalle diverse amministrazioni, in vista di un ulteriore esame.

Amministrazione accentratrice: Germania.

Amministrazioni collaboratrici: Stati Uniti d'America, Francia ed Italia.

Inoltre, l'Amministrazione germanica pregherà quella del Canadà di voler collaborare a questo studio.

RECENSIONI

Riflessione di onde elettromagnetiche nei mezzi ionizzati con conduttività e costante dielettrica variabili. G. J. ELIAS. *Proc. Inst. Radio Engrs.*, v. 19, n. 5, maggio 1931, pp. 891-907, fig. 2.

In base alle proprietà elettriche che si riscontrano nell'alta atmosfera, per effetto della ionizzazione dovuta all'azione solare, vengono tratte conclusioni sull'altezza a cui si verifica la riflessione e sui fenomeni che l'accompagnano. Calcolo dei tempi di riflessione dei segnali. Influenza dell'idrogeno dell'alta atmosfera. I risultati concordano con quelli ottenuti sperimentalmente.

Ricerche sulla attenuazione delle onde elettromagnetiche e sulla portata delle stazioni radio per onde comprese fra 200 e 2000 metri. H. FASSBENDER, F. EISNER e G. KURLBAUM. *Proc. Inst. Radio Engrs.*, v. 19. n. 8, agosto 1931, pp. 1446-1470, fig. 25.

Risultati di numerose misure di intensità di campo. Determinazione della costante di attenuazione in funzione della lunghezza d'onda. Errori. Calcolo del campo ricevuto in base ai valori della costante di attenuazione. Esempi. Possibilità di impiego dei dati ricavati per il calcolo numerico della portata delle stazioni.

Osservazione a breve distanza dei fenomeni relativi alle onde lunghe. *Jour. Inst. Elect. Engrs.*, v. 69, n. 415, luglio 1931, pp. 875-880 e 885-890, fig. 10.

Riferisce su esperienze le quali mostrano che, contrariamente a quanto si ammette, la riflessione effettuata dagli strati ionizzati entra in gioco nella propagazione delle onde lunghe, anche a distanze relativamente piccole.

Effetti biologici dei campi oscillanti ad onde corte sugli animali. S. JELLINEK. *Compt. rend. Acc. des Sciences*, v. 191, n. 21, 24 novembre 1930, pp. 1030-1032.

Relazione su trattamenti di giovani topi e di uova di pappagallo con campi ad alta frequenza. Contrariamente ai risultati ottenuti da Esau e Schliephake, si osservò un effetto benefico. L'A. attribuisce il contrasto al procedimento di esposizione ed alla eliminazione dell'effetto termico.

Interferenze di radiostazioni. C. R. STONER. *Elect. Rev.*, v. 109, n. 2798, 10 luglio 1931, p. 50.

Considera il problema delle interferenze e conclude che, nonostante le ingegnose trovate fino ad ora applicate, esso può ritenersi ancora insoluto.

Sui disturbi delle radiocomunicazioni. LARSEN. *Elektrotechnik und Maschinenbau*, v. 49, n. 34, 23 agosto 1931, pp. 641-648, fig. 19.

Relazione su una serie di esperienze riguardanti i disturbi causati alle radiocomunicazioni, da apparecchi e macchine elettriche, ed i possibili rimedi. Il problema è considerato piuttosto dal punto di vista generale che da quello dei singoli casi particolari.

Esperimenti su onde ultracorte di grande potenza. T. KUNO. *Jour Elect. Engrs. Japan*, v. 51, n. 3, marzo 1931, pp. 31-33, fig. 10

Procedimento per la generazione di oscillazioni stabili e di potenza che, secondo l'A., dovrebbe essere superiore al metodo a griglia positiva, ideato da Gill-Morrell e Barkhausen-Kurtz, e di quello del magnetron, ideato da Okabe e Hull; trattasi di un circuito ordinario con valori ridotti della induttanza e della capacità. Estratto in lingua inglese di un articolo in giapponese apparso sullo stesso periodico.

Aspetti teorici e pratici del sistema di trasmissioni direttivo. E. J. STERBA. *Proc. Inst. Radio Engrs.*, v. 19, n. 7, luglio 1931, pp. 1184-1215, fig. 19.

Discute i principi più importanti relativi alle antenne trasmittenti direttive sistema Bell, a onde corte, per trasmissioni transoceaniche. Comportamento teorico del complesso direttivo, esposto per mezzo di curve ottenute con integrazioni basate sul teorema di Poynting. Rendimento. Esposizione di alcuni problemi pratici incontrati nella costruzione: accordo d'antenna, linee d'alimentazione, procedimenti per evitare gli effetti del deposito di pioggia e ghiaccio sulle linee stesse, ecc..

Sviluppi nelle antenne direttive per onde corte. E. BRUCE. *Proc. Inst. Radio Engrs.*, v. 19, n. 8, agosto 1931, pp. 1406-1433, fig. 23.

Importanza dei fattori che limitano l'intelligibilità della radiotelefonia ad onde corte: disturbi interni ed esterni, attenuazione dei segnali ecc. Possibilità dell'antenna direttiva nei riguardi di tale limitazione. È descritto un sistema direttivo, economicamente conveniente, che mantiene un voluto grado di direttività in un largo campo di frequenza.

Un nuovo radiogoniometro a lettura diretta. J. MARIQUE. *Onde électrique*, v. 10, n. 116, agosto 1931, pp. 355-362, fig. 5.

Descrizione di un apparecchio costruito in base ai principii esposti da R. BRAILLARD e R. B. GOLDSCHMIDT nel brevetto francese n. 516.295 del 1920.

Trasmettitore per onde di due metri e suo alimentatore d'antenna. S. UDA. *Jour. Inst. Elect. Engrs. Japan*, v. 51, n. 3, marzo 1931, pp. 21-27, fig. 21.

Tratta di esperienze, riguardanti specialmente il sistema alimentatore d'antenna, svolte, circa tre anni fa, con un trasmettitore per onde di due metri.

Nuove misure su antenne direttive per onde corte. A GOTHE. *Elektrotechnische Zeit.*, v. 52, n. 27, luglio 1931, pp. 872-875, fig. 9.

Misura dei diagrammi orizzontali e verticali nelle immediate vicinanze di antenne trasmittenti e riceventi. Intensità del campo a distanza transatlantica; azione del riflettore, ecc.. I risultati corrispondono a quelli ottenuti teoricamente.

Apparecchio per l'indicazione della modulazione al 100 %. G. F. LAMPKIN. *Electronics*, v. 3, n. 1, luglio 1931, pp. 26-27, fig. 3.

Schemi del circuito e descrizione del procedimento d'impiego.

Termocoppie ad elevata frequenza radio. F. M. COLEBROOK. *Experimental Wireless*, v. 8, n. 94, luglio 1931, pp. 356-361, fig. 5.

Ricerche sulle variazioni subite dalla taratura di termomilliamperometri, con il variare della frequenza della corrente. Descrizione di uno speciale milliamperometro a valvole usato per determinare, per confronto, tali variazioni; esposizione del procedimento seguito per la sua taratura con corrente continua.

Un nuovo procedimento elettroottico per misure di tensione e di corrente ad altissima frequenza. L. PUNGS e H. VOGLER. *Elektrotechnische Zeit*, v. 52, n. 33, agosto 1931, pp. 1053-1056, fig. 4.

Esposizione di un nuovo procedimento, basato sull'effetto Kerr, per misure di tensione e di corrente a 3.000 kc., mediante il quale le misure ad alta frequenza sono ridotte a misure a bassa frequenza. La precisione è superiore a quella degli usuali procedimenti.

Determinazione della potenza sull'antenna ad alta frequenza. A. H. TAYLOR e H. F. HASTINGS. *Proc. Inst. Radio Engrs.*, v. 19, n. 8, agosto 1931, pp. 1370-1383, fig. 9.

Breve rivista dei metodi generali per la misura della potenza sull'antenna ad elevata frequenza e descrizione di una serie di esperienze svolte con un particolare trasmettitore operante da 4.000 a 26.000 kc.

Relazioni tra modulazione e corrente di antenna. W. F. LANTERMAN. *Electronics*, v. 3, n. 2, agosto 1931, p. 59, fig. 1.

Analisi matematica riguardante l'andamento della corrente d'antenna rispetto alle bande laterali; tavole mostranti l'aumento della corrente in relazione alla percentuale di modulazione.

Requisiti delle installazioni radioriceventi a disturbi minimi. A. DENNHARDT. *Elektrizitaetswirtschaft*, v. 30, n. 13, giugno 1931, pp. 379-382, fig. 3.

Caratteri e limiti delle buone ricezioni. Estensione del campo utile; distribuzione del campo di interferenza. Adatta disposizione dell'antenna; schermature; eliminazione delle interferenze. BIBLIOGRAFIA.

Applicazione dei cristalli piezoelettrici ai radioricevitori. R. R. BATCHER. *Electronics*, v. 3, n. 2, agosto 1931, pp. 57-58, fig. 4.

Analisi teorica del circuito a cristallo di quarzo negli amplificatori a frequenza intermedia delle supereterodine.

Sintonizzazione mediante variazioni di permeabilità. R. H. LANGLEY. *Electronics*, v. 3, n. 1, luglio 1931, pp. 8-10, fig. 2.

Risultati di studi ed esperienze di W. J. Polydorff per la sostituzione dei condensatori variabili di accordo con speciali trasformatori per alta frequenza, provvisti di anima in ferro spostabile gradualmente per permettere la variazione continua della permeabilità. Sono riportate curve relative all'amplificazione ed alla selettività di complessi a valvole schermate accoppiate con trasformatori di tale tipo.

Sul calcolo degli stadi finali di potenza esenti da distorsione. A. FORSTMANN. *Elektrotechnische Zeit.*, v. 52, n. 30 e 32, 23 luglio e 6 agosto 1931, pp. 957-961 e 1033-1035, fig. 10.

Condizioni generali per evitare la distorsione. Amplificazione in relazione alla forma della oscillazione. Calcolo dello stadio finale con trasformatore di uscita.

Comportamento dei piezooscillatori ed influenza del decremento del quarzo sulle oscillazioni di frequenza. M. BOELLA. *Proc. Inst. Radio Engrs.*, v. 19, n. 7, luglio 1931, pp. 1252-1273, fig. 21.

Il comportamento dei piezooscillatori dei circuiti ordinari Pierce è trattato in base alla curva di risonanza del quarzo, ricavata sperimentalmente con l'aiuto dei diagrammi vettoriali. È esaminata l'influenza del decremento dello oscillatore sulla frequenza di oscillazione. Lo studio ha permesso di giungere ad un complesso che permette al quarzo di oscillare in prossimità della sua frequenza di risonanza e di ridurre l'influenza del decremento, sulla frequenza, a circa 1/10 di quella ordinaria.

La costruzione dei trasformatori ad alta frequenza. M. REED. *Experimental Wireless*, v. 8, n. 94, luglio 1931, pp. 349-355, fig. 2.

Nella costruzione dei radio ricevitori sono impiegati trasformatori ad a. f., tanto nell'accoppiamento d'antenna che nell'accoppiamento delle valvole amplificatrici ad a. f.. L'A. mostra che, in entrambi i casi, la costruzione dei trasformatori è basata sulle stesse considerazioni e analizza i fattori che influiscono sulla costruzione dei trasformatori stessi. BIBLIOGRAFIA.

La grande stazione di Heilsberg. A. SEMM. *Telegraphen und Fernsprech-Technik*, v. 20, n. 4, aprile 1931, pp. 103-109, fig. 7.

Descrizione completa della stazione da 80 kW a 1085 kc, attivata nel dicembre 1930 per migliorare la ricezione delle radiodiffusioni della Prussia orientale. Planimetria; diagrammi generali delle connessioni, delle macchine e dell'apparecchio trasmittente. Caratteristiche del trasmettitore.

La trasmissione per cavo dei programmi radiofonici. H. F. MAYER. *Telegraphen und Fernsprech-Technik*, v. 20, n. 7, luglio 1931, pp. 199-205, fig. 5.

Caratteristiche dei cavi usati in Germania per lo scambio dei programmi tra le diverse stazioni radiofoniche. Rete austro-tedesca. BIBLIOGRAFIA.

Direttore responsabile: Prof. G. VANNI

Vol. X — Anno 1931, IX/X.

INDICE ALFABETICO PER AUTORI

		FASC.	PAG.
AMOROSO F.	— La 2ª Riunione del Comitato Consultivo Internazionale Radioelettrico a Copenaghen		
	A) - Programma della seconda Riunione del C. C. I. R.	V	166
	B) - Pareri emessi dal C. C. I. R.	VI	216
	C) - Questioni allo studio		
ARDENNE M.	— *(traduz. cap. S. Guastalli).* - Sulle valvole amplificatrici ad effetto fotoelettrico	I-II	61
DECAUX B.	— *(traduz. col. A. Stabarin).* - Il frequenziometro campione assoluto del Laboratorio nazionale di radioelettricità	I-II	44
FERRIÉ G.	— *(traduz. col. A. Stabarin).* - L'alta atmosfera e l'evoluzione delle applicazioni della radiotecnica	III-IV	123
GALOTTI F.	— Sulla selettività dei radioricevitori	I-II	35
GIORGI G.	— Metodo semipotenziometrico per la misura delle forze elettromotrici voltaiche	VI	209
GLAS E. T.	— *(traduz. ing. U. Tiberio).* - Sul rendimento delle antenne trasmittenti per radiodiffusione circolare	III-IV	140
GNESUTTA E.	— Il voltmetro a valvola	III-IV	107
GRIFONE N.	— Metodi adoperati presso l'Officina R. T. del genio militare, per la taratura degli ondametri e delle stazioni R. T. e per il loro controllo	III-IV	81
LO SURDO A.	— Lampade termoioniche con caduta di potenziale sulla griglia	V	161
MARCONI G.	— Fenomeni accompagnanti le radiotrasmissioni	I-II	1
MARINO A.	— Teorema sulle reti elettriche passive	I-II	24
SCHLESINGER K.	— *(traduz. cap. S. Guastalli).* - Un divisore di tensione capacitativo con compensazione del carico, e le sue possibilità d'impiego	V	185
SESTA L.	— Un metodo semplice per misurare capacità a mezzo di valvole termoioniche	III-IV	100
VANNI G.	— Sulla propagazione delle onde hertziane e sulle recenti esperienze del Marconi	I-II	14

ISPETTORATO DELL'ARMA DEL GENIO
DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito

Vol. X. — Anno 1931, IX/X.

INDICE GENERALE

	FASC.	PAG.
Fenomeni accompagnanti le radiotrasmissioni. - SEN. G. MARCONI	I-II	1
Sulla propagazione delle onde hertziane e sulle recenti esperienze del Marconi. - PROF. G. VANNI	I-II	14
Teorema sulle reti elettriche passive. - ING. A. MARINO	I-II	24
Sulla selettività dei radioricevitori. - CAP. F. GALOTTI	I-II	35
Il frequenziometro campione assoluto del Laboratorio nazionale di radioelettricità. - ING. B. DECAUX. *(traduz. col. A. Stabarin)*	I-II	44
Sulle valvole amplificatrici ad effetto fotoelettrico. - M. V. ARDENNE. *(traduz. cap. S. Guastalli)*	I-II	61
Metodi adoperati, presso l'Officina R. T. ed E. del genio militare, per la taratura degli ondametri e delle stazioni R. T. e per il loro controllo. - DOTT. N. GRIFONE	III-IV	81
Un metodo semplice per misurare capacità a mezzo di valvole termoioniche. - DOTT. L. SESTA	III-IV	100
Il voltmetro a valvola. - ING. E. GNESUTTA	III-IV	107
L'alta atmosfera e l'evoluzione delle applicazioni della radiotecnica. - GEN. G. FERRIÉ. *(traduz. col. A. Stabarin)*	III-IV	123
Sul rendimento delle antenne trasmittenti per radiodiffusione circolare - E. T. GLAS. *(traduz. ing. U. Tiberio)*	III-IV	140
Lampade termoioniche con caduta di potenziale sulla griglia. - PROF. A. LO SURDO	V	161
La 2ª Riunione del Comitato Consultivo Internazionale Radioelettrico a Copenaghen	V	166
A) - Programma della seconda Riunione del C. C. I. R.	VI	216
B) - Pareri emessi dal C. C. I. R.	VI	216
C) - Questioni allo studio. - T. COL. F. AMOROSO	VI	216
Un divisore di tensione capacitativo con compensazione del carico, e le sue possibilità d'impiego. - K. SCHLESINGER. *(traduz. cap. S. Guastalli)*	V	185
Metodo semipotenziometrico per la misura delle forze elettromotrici voltaiche. - PROF. G. GIORGI	VI	209
Indice alfabetico per autori	VI	319
Indice generale	VI	320

ESERCITO E NAZIONE

:: :: RIVISTA PER L'UFFICIALE ITALIANO :: ::

:: :: :: (IN SERVIZIO ATTIVO ED IN CONGEDO) :: :: ::

TECNICA MILITARE VOLGARIZZATA - STORIA - ARTE - ECONOMIA, ecc.
Rubriche fisse: AVVENIMENTI DEL MESE - NOTIZIARIO MILITARE ESTERO - NOTE BIBLIOGRAFICHE - CORRISPONDENZA COI LETTORI - SPIGOLATURE

Direttore: **ALBERTO BALDINI**

Esce in fascicoli mensili riccamente illustrati di circa 100 pagine.

Prezzo di ogni fascicolo { In Italia e Colonie . L. 4,50 / All'Estero . . . . L. 12,00

ABBONAMENTI PER L'ANNO 1931 (1)

Italia e Colonie . L. 22,00 | Estero . . . . L. 60,00

DIREZIONE ed AMMINISTRAZIONE - Via Napoli (PALAZZO DEL MINISTERO DELLA GUERRA) - ROMA

(1) Aggiungere L. 1 per la quietanza e relativa tassa di previdenza giornalistica (come da disposizioni di legge).

RIVISTA D'ARTIGLIERIA E GENIO

PERIODICO MILITARE MENSILE ILLUSTRATO

Direzione: Via degli Astalli, N. 15 - Roma (117)

Telefoni: Soc. Tel. Tirrena 64 200; militare 2129 — C/c Postale 1/8447

CONDIZIONI DI ABBONAMENTO PER IL 1931-IX

(LXX ANNATA)

Comandi, uffici, circoli, enti militari	L.	30,00
Ufficiali ed assimilati	»	24,00
Non militari, in Italia e Colonie	»	50,00
Estero	»	75,00

Ogni fascicolo separato: in Italia L. 6, all'estero Lit. 12; doppio L. 10, all'estero Lit. 18.

Per la spedizione all'indirizzo privato, aggiungere L. 1 per ogni fascicolo separato o L. 6 per tutta l'annata.

N.B. - Ai prezzi sopra indicati viene concessa la riduzione del 10% solo per l'interno del Regno.

RIVISTA AERONAUTICA

Pubblicazione mensile illustrata

del

MINISTERO DELL'AERONAUTICA

Contiene studi originali di guerra aerea e di aerotecnica, ampie informazioni sul movimento aeronautico internazionale nel campo militare, scientifico e commerciale, e numerose recensioni.

Prezzo di abbonamento per l'Italia e Colonie L.	50
» » » » l'Estero. . . . »	150
Un numero separato per l'Italia . . . . . »	10
» » » » l'Estero. . . . . »	20

ROMA — MINISTERO DELL'AERONAUTICA — ROMA

Anno 11° - N. 1. Gennaio - Febbraio 1932 - A. X.

ISPETTORATO DELL'ARMA DEL GENIO

DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito

BIBLIOTECA MAZ... ROMA

SOMMARIO:

G. VANNI - Le teorie delle radiazioni luminose, corpuscolari ed elettromagnetiche *(continua)*.

D. GILIBERTI, F. GALOTTI - Proposte di norme di collaudo dei radioricevitori e dei radiogoniometri *(continua)*.

— - Recensioni.

Condizioni per l'anno 1932

(Volume di oltre 240 p.)

Nel Regno d'Italia e Colonie

Abbonamento . . . . . L. 12
Un numero separato . . . . . » 3
Abbonamento ridotto per ufficiali e assimilati » 8

Nei paesi dell'Unione postale

Abbonamento . . . . . Franchi oro 10
Un numero separato . . . . . » » 2

Inviare l'importo a mezzo vaglia alla DIREZIONE DELL'ISTITUTO R. T. ED E. DEL GENIO MILITARE - Viale Mazzini, N. 8 — ROMA (149).

Roma, Tipo-Lit. Off. Mil. di R.T. ed E.

:: La direzione del **Bollettino** non risponde delle opinioni espresse dagli autori che abbiano firmato o contrassegnato i loro scritti. :: :: :: :: :: :: :: ::

:: I manoscritti non si restituiscono. :: :: :: ::

:: Gli articoli pubblicati vengono retribuiti. Ogni autore ha inoltre diritto a **25** copie gratuite di estratti, se trattisi di articoli inediti, e a **10** negli altri casi; volendone maggiore quantitativo, l'Autore dovrà comunicarlo tempestivamente, e le copie in più saranno conteggiate al costo di stampa. :: :: :: :: :: :: :: :: ::

Anno 11° - N. 1. Gennaio-Febbraio 1932 - A. X.

ISPETTORATO DELL'ARMA DEL GENIO
DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito

Diretto dal Prof. G. VANNI

Le teorie delle radiazioni luminose, corpuscolari ed elettromagnetiche.

BIBLIOTECA NAZ. ROMA

SOMMARIO. — *Questo lavoro pubblicato nel maggio testè decorso nel volume "Dati e Memorie delle radiocomunicazioni„ (Consiglio Nazionale delle Ricerche, 1931-X) viene qui riprodotto con aggiunte e modifiche destinate, sia a meglio chiarirne i concetti fondamentali, sia a metterlo al corrente dei recentissimi progressi realizzati, specialmente dal Marconi, nel campo delle onde corte. Progressi che, oltre ad avere capitale importanza per le applicazioni di cui sono capaci, contribuiscono a rendere più sentite le analogie fra le vibrazioni luminose e quelle elettromagnetiche. La esposizione dello sviluppo e delle ragioni di queste analogie costituiscono lo scopo essenziale del lavoro, nel quale si cerca altresì di dare un'idea del nuovo indirizzo che la Fisica moderna ha dato alla dottrina delle radiazioni.*

1. NATURA DELLA LUCE — TEORIA CORPUSCOLARE E TEORIA DELLE ONDULAZIONI. — Anche oggi, dopo l'enorme progresso realizzato in tutti i rami delle scienze fisiche, non si è in grado di rispondere con sicurezza alla domanda in apparenza così semplice: che cosa è la luce?

È noto che due grandi teorie sono state avanzate e sostenute da uomini eminenti, intorno alla natura dell'agente che produce in noi la sensazione visiva: esse sono la *teoria corpuscolare o della emissione,* e quella delle *ondulazioni.*

Il punto di partenza della prima teoria, dovuta al sommo Newton (1642-1723) è la ipotesi corpuscolare secondo cui si suppone che le sorgenti di luce emettano delle piccolissime particelle materiali o corpuscoli di natura differente per i diversi colori, i quali vengono lanciati dal corpo luminoso in tutte le direzioni, a guisa di proiettili, con la velocità enorme di circa km. 300.000 al secondo nel vuoto o nell'aria.

Si noti che questa velocità, mentre permette ai raggi luminosi di superare la distanza notevole che separa la terra dal sole in 8 minuti e 14 secondi circa, è relativamente piccola quando si tratta di superare le immense distanze interstellari; la distanza che separa la terra dalla nebulosa di Andromeda è così enorme che la luce impiega non meno di un *milione d'anni* per arrivare da una delle stelle che la compongono alla terra, in guisa che, osservandola con uno dei potenti telescopi di cui dispone oggi la scienza, noi la vediamo quale era un milione di anni fa!

Le particelle o corpuscoli luminosi, pur essendo irradiati in grande quantità, non alterano sensibilmente la massa del corpo o della sorgente da cui sono emessi. Quanto alla loro natura, Newton ed i seguaci della teoria dell'emissione hanno inclinato a pensare che detti corpuscoli fossero costituiti da una materia speciale, talmente tenue, da essere imponderabile, ma tale da destare, urtando la retina, la impressione e quindi la sensazione visiva.

La ipotesi corpuscolare ha potuto sostenersi per più di un secolo in seguito alla grande autorità del suo inventore, quantunque un altro grande ingegno, Cristiano Huygens (1629-1695) avesse opposto ad essa la ipotesi delle *ondulazioni*, divenuta in seguito una vera e propria teoria, per opera sopratutto di Grimaldi (1615-1663), Young (1773-1820) e di Fresnel (1788-1827).

In questa teoria, detta delle *ondulazioni*, si ammette anzitutto la esistenza di un mezzo speciale che riempie, in una maniera continua, tutto l'universo, penetrando anche negli intervalli delle molecole e degli atomi dei corpi. Questo mezzo, detto *etere*, si ritiene sia perfettamente elastico ed estremamente poco denso, tanto che in esso si muovono tutti i corpi, compresi i corpi celesti, senza incontrare ostacolo sensibile nel loro movimento.

Ora, secondo Grimaldi ed Huygens, la luce non è una emanazione di corpuscoli materiali, ma un particolare *movimento ondula-*

torio dell'etere eccitato a vibrare dai corpi luminosi. Le onde eteree così prodotte si propagano in tutte le direzioni intorno al centro di scuotimento, in modo analogo alle onde liquide determinate con la caduta di un corpo nell'acqua stagnante, o alle onde acustiche prodotte nell'aria dai corpi sonori. La velocità di propagazione di queste onde, che è piccola nell'aria o nell'acqua, è invece enorme nell'etere, ed eguale a circa 300 mila chilometri a secondo.

2. VELOCITÀ DI PROPAGAZIONE DELLE ONDE LONGITUDINALI E TRASVERSALI. — Riesce difficile concepire, nella ipotesi corpuscolare, come i corpi luminosi abbiano la possibilità di lanciare dei corpuscoli materiali con una velocità così enorme.

Nella teoria ondulatoria, invece, la velocità di propagazione dell'onda luminosa è determinata dalle proprietà fisiche del mezzo cui si propagano e principalmehte dalla sua *densità* e dalla sua *elasticità;* Newton ha dimostrato che, nel caso delle onde sonore, chiamando δ la *densità assoluta* (massa per unità di volume) del mezzo vibrante ed E quella che si chiama *elasticità di volume*, si ha per la velocità v delle onde sonore:

$$v = \sqrt{\frac{E}{\delta}} \qquad [1]$$

Ora estendendo, per analogia, la [1] anche al caso del *mezzo etereo,* nel quale si ammette una grande elasticità ed un piccolissimo valore di δ, si intuisce come debba riuscire assai grande la velocità v delle onde luminose.

Conviene fare, a tale riguardo, una osservazione importante. Nel caso che la propagazione delle onde sonore in un mezzo materiale elastico, abbia luogo solo per *compressione* (come avviene nei fluidi liquidi o negli aeriformi) le vibrazioni delle particelle del mezzo sono *longitudinali* (avvengono, cioè, nella stessa direzione secondo cui le onde si propagano) producendo compressioni e rarefazioni; la costante E è quella nota col nome di modulo di elasticità di volume o modulo di Young; in un aeriforme si dimostra che la costante E è eguale alla pressione p che esso esercita, moltiplicata per il rapporto $\gamma = 1{,}41$ dei calori specifici a pressione ed a volume costante. Nel caso dell'aria nelle condizioni normali

($t = 0°$ e $p = 1$ atmosf. $= 1033$ gr./cm^2 $= 1033 \times 980$ dine/cm^2, $\gamma = 1{,}41$) si ha, essendo $\delta =$ gr. 0,001293 (massa 1 cm^3 d'aria):

$$v = \sqrt{\frac{E}{\delta}} = \sqrt{\frac{1033 \times 1{,}41 \times 980}{0{,}001293}} = 33200 \text{ cm/s} = 332 \text{ m/s} \quad [1]$$

valore concordante con quello determinato sperimentalmente.

Ciò che si dice per l'aria, vale per tutti i fluidi che presentano reazione elastica alle forze che tendono a farne variare il volume (elasticità di volume) e la formula di Newton dà risultati sensibilmente d'accordo con la esperienza.

Ora i solidi naturali, oltre che essere compressibili ed elastici per compressione o cambiamento di volume, presentano pure la cosidetta elasticità di *distorsione*, o *rigidità*, vale a dire la resistenza ai cambiamenti di forma senza cambiamento di volume; resistenza dovuta ai legami che collegano, le une alle altre, le loro particelle e per le quali essi possono propagare le così dette oscillazioni *trasversali*, quelle cioè in cui i moti vibratori delle particelle avvengono in direzione *perpendicolare* alla propagazione del moto ondulatorio. La propagazione delle onde trasversali ha luogo per es. nelle corde sonore, nelle verghe, e, altresì, alla superficie dei liquidi, dove i legami ai quali si deve la propagazione del moto ondoso son dovuti alla cosidetta tensione superficiale dei liquidi stessi. La formula la quale permette di calcolare la velocità di un'onda trasversale in un corpo è analoga a quella data da Newton per le onde sonore, e cioè:

$$v_1 = \sqrt{\frac{n}{\delta}} \quad [2]$$

ove n è il modulo di *rigidità*, cioè la grandezza che misura la resistenza ai cambiamenti di forma.

Ora, poichè tutti i fatti meglio accertati dall'ottica fisica (e specialmente quelli della polarizzazione) provano che le onde luminose sono *trasversali*, segue che l'etere deve avere, in comune coi solidi, la proprietà di *offrire resistenza* alle deformazioni trasversali. Per conseguenza l'etere, così come veniva concepito dai fondatori della teoria ondulatoria, doveva essere dotato di due proprietà contraddittorie: da un lato, esso doveva ritenersi come un *fluido* estrema-

mente poco denso e incompressibile, per spiegare la sua proprietà di offrire una resistenza piccolissima o nulla al moto dei pianeti e altresì la sua inettitudine a propagare onde longitudinali o di compressione, e dall'altro, per spiegare la possibilità della esistenza delle onde trasversali, doveva concepirsi come un *solido.* Anzi, ammessa la validità della formula precedente [2], essendo la sua densità δ assai piccola e la velocità v_1 assai grande, doveva dedursi essere la rigidità dell'etere dell'ordine di quella del ferro o dell'acciaio. Da ciò il nome di *teoria elastico-solida* della luce, che Stokes (1) e Lord Kelvin (2) hanno dato alla teoria ondulatoria [1] e la contraddizione contenuta nell'enunciato delle proprietà dell'etere, il quale deve considerarsi ad un tempo come fluido incompressibile e come un corpo solido. E debbono considerarsi come poco fondate le ipotesi più o meno plausibili che furono invocate per spiegare le proprietà contradditorie che bisognava attribuire all'etere (3).

3. SVILUPPO DELLA TEORIA ONDULATORIA E SUOI CONTRASTI CON LA TEORIA DELLA EMISSIONE. — Lasciando da parte, per ora, tali difficoltà e limitandoci a seguire la evoluzione e lo sviluppo della teoria ondulatoria la quale ebbe origine quasi contemporaneamente alle teorie newtoniane, è da notare che fu il Padre Grimaldi, professore di fisica nella università di Bologna, il primo ad affermare nella seconda metà del secolo XVII, che la luce è un particolare fluido in movimento, il quale si propaga nel vuoto e nei mezzi trasparenti sotto forma di onde. In appoggio a queste dottrine, il Padre Grimaldi scoprì il fatto importante che la luce aggiunta a luce può, secondo i casi, o produrre maggiore luce, ovvero produrre oscurità (4), analogamente a quanto accade nei fenomeni presentati dalle onde propagantisi alla superficie dell'acqua. Si comprende allora facilmente che se, nelle regioni del liquido ove ha luogo la sovrapposizione, i moti componenti sono dello *stesso segno,* si ha un moto risultante di maggiore intensità, mentre invece, in quelle ove i moti ondosi sono di *segno contrario,* l'ampiezza del movimento risultante è minore, e può perfino annullarsi se i moti componenti sono di eguale ampiezza. Il fenomeno scoperto da Padre Grimaldi era, evidentemente, inconcepibile con

la ipotesi newtoniana, non potendo ammettersi che la luce, essendo una sostanza materiale, potesse produrre oscurità e distruggersi.

Devesi, d'altra parte, osservare che la esistenza dei raggi luminosi rettilinei e la esistenza delle ombre prodotte dai corpi opachi, mentre si spiega difficilmente con la ipotesi ondulatoria, riesce perfettamente comprensibile nella ipotesi corpuscolare, essendo il raggio di luce costituito dalla traiettoria delle molecole luminose, le quali in un mezzo omogeneo, debbono, per inerzia, muoversi in linea retta. Nella ipotesi ondulatoria, invece, la propagazione rettilinea della luce e la conseguente esistenza delle ombre, si spiegano difficilmente tenendo presente che, quando un'onda liquida incontra un ostacolo, questo non impedisce che il moto ondulatorio si propaghi anche lateralmente ad esso, invadendo la zona di limitazione o di ombra. Ora è questa appunto l'altra scoperta fatta dal Padre Grimaldi, il quale osservò per il primo sperimentalmente il fenomeno della *diffrazione* o inflessione che la luce subisce quando, penetrando in una camera oscura, viene parzialmente arrestata da un corpo opaco a contorni ben definiti (1).

Siffatta penetrazione parziale della luce nell'ombra dei corpi opachi, che facilmente si spiega nella teoria ondulatoria, tenendo presenti i fenomeni offerti dal moto ondoso nei liquidi, venne spiegata da Newton in maniera assai complicata invocando delle forze repulsive speciali esercitate dai corpi opachi sulle particelle luminose, forze che dovevano produrre la inflessione o ripiegamento nella zona d'ombra, scoperta dal Grimaldi.

4. FENOMENI DELLA RIFLESSIONE E DELLA RIFRAZIONE. — Siffatte forze repulsive furono invocate da Newton anche per spiegare la riflessione che la luce subisce quando incontra un corpo a superficie liscia o speculare. La forza di repulsione esercitata dal corpo riflettente sulle particelle luminose, permette di dimostrare

---

(1) Le prove fotografiche (1) (2) (3) poste alla fine del testo, si riferiscono alle figure di diffrazione ottenute dallo scrivente, secondo i metodi del Padre Grimaldi e col concorso della sezione fotografica della R. Aeronautica, nel caso: (1) di un telaio opaco a doppia finestra rettangolare, munito di fori; (2) di un sistema di fili metallici aventi diverso diametro; (3) di un reticolato a maglia.

facilmente che, secondo le leggi della dinamica stabilite dallo stesso Newton, la traiettoria delle molecole luminose, prima e dopo la riflessione, deve essere identica a quella di una palla contro un ostacolo elastico, corrispondente, cioè, all'eguaglianza degli angoli di incidenza e di riflessione. La ingegnosa spiegazione di questo fenomeno fatta da Huygens basandosi sul postulato della esistenza dell'etere e sul concetto di onda, venne allora ritenuta meno semplice e meno diretta di quella data dalla teoria corpuscolare.

Anche nel fenomeno della rifrazione, le due teorie rivali dettero una interpretazione fondamentalmente diversa. Per spiegare anzitutto, il fatto del cambiamento di direzione che si ha nel passaggio della luce da un mezzo (aria o vuoto) in un altro (acqua o vetro) di maggiore densità, Newton ammise che questo esercitasse sulle molecole luminose una forza non più repulsiva, come nel caso della riflessione, ma *attrattiva* e propriamente una forza attrattiva di intensità di gran lunga maggiore di quella di gravitazione (5). Tale forza attrattiva doveva essere capace di deviare il raggio luminoso dalla primitiva direzione, facendolo muovere nel secondo mezzo (acqua o vetro) con velocità maggiore che nel primo. La legge fondamentale, scoperta da Snell nel 1621 e ritrovata poi da Cartesio (6), secondo la quale l'*indice di rifrazione n* dei due mezzi, eguale al rapporto dei seni degli angoli di incidenza e di rifrazione, è *costante per due dati mezzi ed una data luce*, venne dimostrata da Newton assumendo che tale indice di rifrazione esprima il *rapporto inverso* delle velocità v e v' della luce nei mezzi stessi, in guisa che dovrebbe essere (fig. 1):

$$n = \frac{\text{sen } i}{\text{sen } r} = \frac{v'}{v} \qquad [1]$$

in guisa che passando la luce dal vuoto (o sensibilmente dall'aria) in un mezzo otticamente più *denso* (acqua o vetro) (1) la luce si

(1) Non è generalmente vero, come spesso si afferma, che i mezzi *più densi* siano *più rifrangenti;* l'acqua, la cui densità ha il valore uno, ha un indice di rifrazione $n = 1{,}33$ per i raggi gialli, mentre l'olio di trementina la cui densità $d = 0{,}885$ è minore di quella dell'acqua, ha, per gli stessi raggi, l'indice $n = 1{,}47$ *maggiore* di quello dell'acqua. Fresnel ammetteva che, nell'interno dei mezzi più densi fosse maggiore la densità che l'etere assume in essi, vale a dire la loro densità ottica, e che quindi secondo la formula di Newton risultasse minore la velocità della luce (§ 2).

accosta alla normale ($i > r$) ed è contemporaneamente $v' > v$, vale a dire che, nel mezzo più denso o più rifrangente, la velocità della luce v' è *maggiore* di quella che è nel primo.

Al contrario Huygens, sulle basi della teoria ondulatoria potè dimostrare che deve essere:

$$n = \frac{\text{sen } i}{\text{sen } r} = \frac{v}{v'} \qquad [2]$$

vale a dire che se, passando la luce da un mezzo in uno più rinfrangente, si ha $i > r$ deve essere $v' < v$, vale a dire che la luce, nel mezzo otticamente più denso o più rinfrangente, deve muoversi con velocità *minore* che nel primo, l'indice di rifrazione essendo

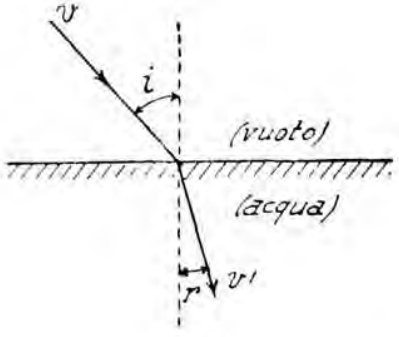


Fig. 1.

eguale al *rapporto diretto* delle velocità della luce nei due mezzi. Come si vede, le conclusioni delle due teorie erano contradditorie e siccome ai tempi di Newton e di Huygens non si conoscevano i mezzi sperimentali atti a misurare la velocità della luce nei vari mezzi e poichè, d'altra parte, era prevalente l'autorità di Newton, così la maggioranza dei fisici ritenne vera la teoria della materialità della luce, e la conseguenza espressa dalla [1] che da essa si deduceva. Così pure vennero ammesse le varie ipotesi avanzate da Newton per spiegare i fenomeni della doppia rifrazione e della polarizzazione della luce osservati nello spato d'Islanda da Erasmus Bartolinus e, quasi immediatamente dopo, spiegati da Huygens (7), sulle basi della teoria ondulatoria.

La ipotesi della materialità della luce venne sostenuta dai fisici malgrado la opposizione di uomini di scienza eminenti, quali il Padre Grimaldi, Huygens e in seguito Young (8) e Fresnel (9), fino all'anno 1850, epoca in cui il fisico francese Foucault (10), realizzando un dispositivo indicato anteriormente da Arago, potè dimostrare con la diretta esperienza essere la *velocità della luce nell'acqua minore che nell'aria,* vale a dire verificare la esattezza della relazione [2] del § 4, in contraddizione con la teoria newtoniana della emissione. Da allora in poi, tale teoria venne definitivamente abbandonata e sostituita con quella delle ondulazioni.

5. CONCETTO DEL VETTORE LUMINOSO. — È da notare che Newton e Huygens e così pure i loro successori, malgrado la differenza sostanziale dei loro punti di vista, erano d'accordo su

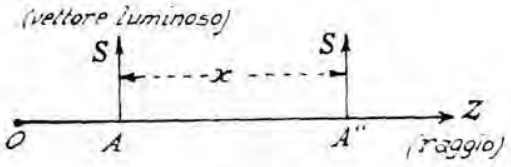


Fig. 2.

questo fatto capitale, che la spiegazione della natura della luce doveva essere ricercata in una concezione meccanica dei fenomeni naturali.

Ora, generalizzando questi concetti, si può oggi affermare che i fatti meglio accertati dalla ottica fisica conducono ad ammettere, in un punto qualunque A di un raggio di luce monocromatica OZ (fig. 2) avente un periodo ben definito T, la esistenza di un vettore S (vettore luminoso) a variazione sinusoidale diretto perpendicolarmente al raggio OZ, il cui valore al tempo t sia espresso da:

$$S = a \cos \frac{2\pi}{T} (t - \tau) \qquad [1]$$

essendo a la così detta ampiezza del vettore, al cui quadrato è proporzionale la intensità del raggio luminoso; τ è una costante

la quale caratterizza il valore del vettore S all'origine dei tempi; questa costante, omogenea con un tempo, misura quella che si chiama *fase iniziale* del vettore stesso.

Non vi è bisogno di fare nessuna ipotesi particolare nella natura fisica del vettore luminoso; si può ammettere, quantunque ciò non sia necessario, che esso rappresenti la elongazione o la velocità di una particella del mezzo vibrante (etere). La propagazione della luce corrisponde allo spostamento, in una certa direzione, del vettore luminoso S e volendo esprimere algebricamente il fatto della propagazione di tale vettore nel vuoto con la velocità costante c, osserviamo che, per percorrere con la velocità c la distanza $A\,A' = x$, il vettore S ha impiegato il tempo $\tau = \frac{x}{c}$ e che il valore di S al tempo t è lo stesso di quello che si aveva al tempo $\frac{x}{c}$ prima. Si ha quindi:

$$S = a \cos \frac{2\pi}{T}\left(t - \frac{x}{c}\right) = \cos 2\pi\left(\frac{t}{T} - \frac{x}{c\,T}\right) \qquad [2]$$

Osservando che la quantità:

$$\lambda = c\,T$$

è la distanza percorsa dal vettore luminoso durante un periodo T della oscillazione, vale a dire ciò che si chiama *lunghezza d'onda*, si vede che la variabile luminosa nei diversi punti di un raggio di luce monocromatica di lunghezza d'onda λ, può esprimersi così:

$$S = a \cos 2\pi\left(\frac{t}{T} - \frac{x}{\lambda}\right) \qquad [3]$$

ove T è il periodo del raggio, e quindi $f = \frac{1}{T}$ la frequenza, e $c = 3.10^{10}$ cm/s la velocità di propagazione della luce nel vuoto.

Le esperienze di interferenza hanno permesso di determinare i valori di λ per le diverse radiazioni; essi sono intorno a 0,5 μ (1 μ = 0,001 mm.) e vanno crescendo dal violetto al rosso; i limiti dello spettro visibile essendo 0,4 μ circa per i raggi violetti, e 0,7 μ per i raggi rossi.

Il periodo T corrispondente a questa lunghezza d'onda ha, per i raggi gialli di lunghezza d'onda $\lambda = 0{,}5\,\mu = 5 \times 10^{-5}$ centimetri, il valore approssimato:

$$T = \frac{\lambda}{c} = \frac{5 \times 10^{-5}}{3 \times 10^{10}} = 1{,}66 \times 10^{-15} \text{ sec.}$$

la corrispondente frequenza è dell'ordine

$$f = \frac{1}{T} = \frac{c}{\lambda} = 600 \times 10^{12} \text{ periodi a sec.}$$

ovvero di seicento bilioni.

Le equazioni [1] [2] e [3] rappresentano altrettante espressioni della quantità che abbiamo chiamata *vettore luminoso*. Come si è già fatto osservare, non v'è bisogno di fare nessuna ipotesi particolare sulla natura fisica che tale quantità rappresenta nè sul meccanismo della sua propagazione e sulla entità delle azioni che tale propagazione mette in giuoco. Come mostrano le [1] [2] e [3] il vettore luminoso S è nei diversi punti di un raggio rettilineo, funzione del tempo t e della posizione del punto corrispondente alla coordinata x. È facile dimostrare che tale funzione soddisfa alla seguente equazione a derivate parziali, detta *equazione di propagazione:*

$$\frac{\partial^2 S}{\partial t^2} = v^2 \frac{\partial^2 S}{\partial x^2} \qquad [4]$$

essendo v la velocità di propagazione del vettore luminoso. Nello spazio a tre dimensioni questo è funzione, oltre che del tempo, anche delle coordinate $x\ y\ z$, in guisa che si ha:

$$\frac{\partial^2 S}{\partial t^2} = v^2 \Delta S \qquad [5]$$

ove si è posto:

$$\Delta S = \frac{\partial^2 S}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 S}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 S}{\partial z^2}$$

La relazione precedente costituisce la forma più generale della equazione di propagazione nello spazio a tre dimensioni.

6. VETTORI CARATTERISTICI DI UN'ONDA TRASVERSALE. — Utilizzando alcune ipotesi della teoria meccanica della luce ed in particolare della teoria elastico-solida già accennata al § 2, ci si può render conto della esistenza e della importanza dei due vettori velocità e deformazione caratteristici di un'onda trasversale (11) e (12).

Riferendosi ad un sistema *destrorso* di assi coordinati (1) immaginiamo diviso il mezzo vibrante in tanti elementi prismatici di volume i cui spigoli siano paralleli agli assi (fig. 3) e supponiamo

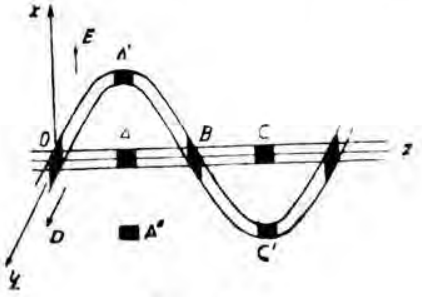
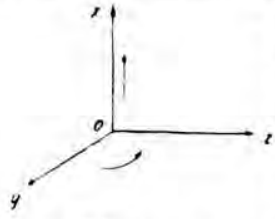


Fig. 3.

che la serie dei prismi elementari $O, A, B, C, D \ldots\ldots$ allineati secondo l'asse Oz quando il mezzo è in riposo, si disponga secondo la sinusoide O, A', B, C', situata nel piano xOz quando il mezzo

---

(1) Un sistema di assi $O\,x\,y\,z$, a permutazione circolare assegnata ($x, y, z, x, y \ldots\ldots$), si dice secondo Maxwell *destrorso*, quando la rotazione più breve che permette di passare da un'asse qualunque (Oy) al successivo (Oz) è collegata alla traslazione parallela dell'asse seguente (Ox) come la rotazione da y verso z di una vite ordinaria o *destrorsa* è collegata alla traslazione della vite stessa secondo la direzione positiva dell'asse Ox.



Questo sistema di coordinate è molto adoperato in elettricità perchè meglio rispondente alla realtà fisica di alcuni fenomeni elettromagnetici (senso della corrente e senso delle relative linee di forza...) che non gli assi ordinari della geometria analitica, i quali sono, come è facile vedere, *sinistrorsi*.

vibra trasversalmente; tale sinusoide, detta di *elongazione*, è rappresentata dalla:

$$x = a \operatorname{sen} \frac{2\pi}{T}\left(t - \frac{z}{v}\right) = a \operatorname{sen}\left(t - \frac{z}{v}\right) \qquad [1]$$

essendo a l'ampiezza o elongazione massima, T il periodo, ω la pulsazione, v la velocità di propagazione dell'onda, che supporremo avanzarsi secondo la direzione positiva dell'asse Oz.

Il passaggio dalla disposizione dei diversi elementi vibranti, dalla configurazione lineare a quella sinusoidale richiede che i diversi elementi del mezzo, pur restando contigui l'uno all'altro, cambino di forma passando dalla forma di parallelepipedo retto a quella di parallelepipedo obliquo. È evidente che quando l'elemento A, vibrando, viene in A' (fig. 3) nella sua elongazione massima, la deformazione che subisce è evidentemente nulla insieme con la sua velocità; e così pure sono nulle la deformazione e la velocità quando lo stesso elemento, vibrando, assume la elongazione mas-

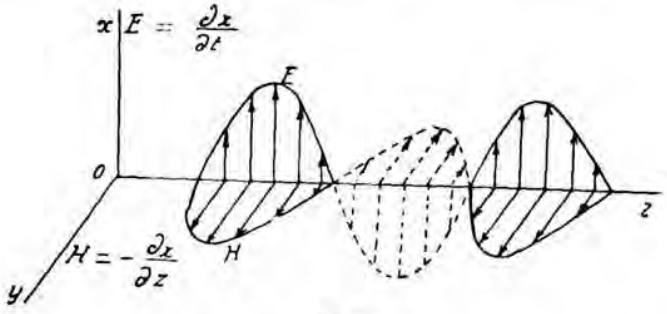


Fig. 4.

sima negativa venendo in A'' dopo esser passato per la posizione primitiva di equilibrio A. Al contrario, l'elemento B la cui elongazione è nulla e la velocità massima, subisce una deformazione pure massima, per effetto della quale la faccia del prisma parallela al piano xOz si trasforma in parallelogramma a causa della distorsione subita dai diversi prismi elementari nei quali abbiamo supposto suddiviso il mezzo vibrante.

La velocità con la quale i diversi elementi del mezzo vibrano spostandosi parallelamente all'asse Ox, è rappresentata dai vettori che, come è indicato in E (fig. 4), sono paralleli allo stesso asse Ox.

La espressione dell'onda così ottenuta che si dice onda di *velocità* si ottiene dalla [1] derivandola parzialmente rispetto al tempo. Sarà dunque, indicando con E il vettore corrispondente:

$$E = \frac{\partial x}{\partial t} = a\,\omega \cos \omega \left(t - \frac{z}{v}\right) = E_0 \cos \omega \left(t - \frac{z}{v}\right) \qquad [2]$$

essendo $E_0 = \omega\, a$ la ampiezza. Tale onda sarà rappresentata dalla sinusoide E della fig. 4 di cui le ordinate giacenti nel piano xOz sono parallele all'asse Ox e che deve evidentemente considerarsi come spostata rispetto all'onda di elongazione [1] per un quarto di periodo. Il periodo e la pulsazione dell'onda di velocità conservano sempre i valori T e ω dell'onda di elongazione.

Il passaggio dall'onda di elongazione a quella di velocità appare evidente riferendosi alla fig. 5, ove sono rappresentate le onde di elongazione e di velocità situata nel piano xOz, insieme con la distribuzione delle velocità singole da cui sono animati gli

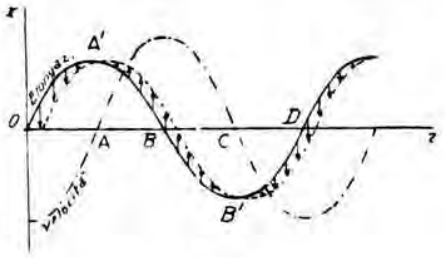


Fig. 5.

elementi del mezzo vibrante. Si vede come la propagazione dell'onda e lo spostamento del suo profilo nel senso Ox, avvengono perchè gli elementi del mezzo disposti lungo la parte ascendente OA' sono animati da velocità dirette in un certo senso, per es. in basso, mentre gli elementi disposti lungo la parte discendente $A'B$ sono diretti in senso inverso, vale a dire in alto; si vede altresì come la velocità degli elementi del mezzo ai quali corrisponde la elongazione massima (positiva o negativa) come A' e B', sia evidentemente nulla.

Per determinare il valore della deformazione, quando il mezzo è sede di un'onda trasversale, osserviamo che, per effetto del passaggio dell'onda, le facce laterali dei diversi parallelepipedi normali

al piano xOz che prima si trovavano per es. in a, b (fig. 6-I) vengono per effetto della vibrazione a disporsi secondo $a' b'$ (fig. 6-II) mantenendosi, a meno di infinitesimi di ordine superiore alla stessa distanza Oz dell'origine O che avevano prima. Le facce del prisma situate di fronte e parallele ad xOz si deformano invece assumendo forma di parallelogramma. Come misura della deformazione, si può assumere il valore dell'angolo ε di cui ha

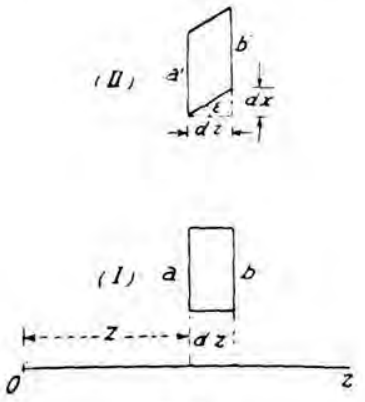


Fig. 6.

variato, in più o in meno rispetto all'angolo retto, il primitivo angolo diedro del parallelepipedo. Si ha dunque, come misura scalare della deformazione e confondendo l'angolo con la tangente:

$$D = \varepsilon = -\frac{\partial x}{\partial z} \qquad [3]$$

Il segno meno posto innanzi alla [3] indica che i valori positivi della deformazione si fanno corrispondere ai valori negativi della variazione infinitesima ∂x della elongazione, quando cioè come mostra la fig. 5 le particelle vibranti sono animate da velocità dirette in basso.

Se in analogia a quanto si è fatto col vettore velocità si considera, come è opportuno fare, la deformazione come quantità vettoriale, poichè essa è in ultima analisi una rotazione angolare, è opportuno ritenerla normale ai lati dell'angolo di rotazione, vale a dire parallela all'asse Oy della fig. 4 e la convenzione relativa al segno meno della [3], mostra che i valori positivi dello sposta-

mento D preso parallelamente all'asse Oy corrispondono alla direzione positiva dello stesso asse. In altre parole l'onda di deformazione oltre che essere isocrona (dello stesso periodo) con quella di elongazione e con quella di velocità, è *sincrona* con questa, vale a dire passa simultaneamente per i valori nulli e massimi, positivi o negativi.

L'onda di deformazione è quindi, indicandone con H il vettore caratteristico:

$$H = -\frac{\partial x}{\partial z} = \frac{a\,\omega}{v}\cos\left(t - \frac{x}{v}\right) = H_o \cos\omega\left(t - \frac{x}{v}\right) \quad [4]$$

essendo $H_o = \frac{a\,\omega}{v}$ la relativa ampiezza; essa è situata rispetto all'onda di velocità come è indicato nella fig. 4 a pag. 14.

Le due onde trasversali di velocità o di deformazione dedotte nel modo che si è indicato dall'onda di elongazione, sono come si vede rappresentate dalla variazione dei due vettori E ed H (fig. 7), isocroni e sincroni, situati rispettivamente nei piani xOz e yOz. La legge di variazione di detti vettori in funzione del tempo e della distanza z dal punto origine, è identica alla variazione di quello che abbiamo chiamato vettore luminoso.

Con linguaggio tolto dall'ottica e inspirato ai concetti di Fresnel, diremo che un'onda piana è *polarizzata* quando il vettore che la caratterizza è parallelo ad una direzione unica, ovvero, ciò che è lo stesso, normale ad un piano detto di *polarizzazione.* Potremo quindi dire che un'onda di elongazione dà luogo a due onde, una di *velocità* nella quale il vettore caratteristico $E = \frac{\partial x}{\partial t}$ è polarizzato nel piano yOz, e l'altra di *deformazione,* nella quale il vettore caratteristico $H = -\frac{\partial x}{\partial z}$ è polarizzato nel piano xOz normale a yOz. I vettori *velocità* e deformazione relativi all'onda di elongazione considerata, sono situati rispetto alla direzione Oz secondo cui l'onda, vale a dire l'energia, si avanza, nel modo indicato dalla fig. 4; essi sono normali al raggio di propagazione e normali fra di loro; il piano che contiene i due vettori E ed H, è il *piano dell'onda* ed i due vettori sono situati rispetto alla dire-

zione di propagazione come mostra la fig. 7, cioè in modo che la *rotazione* della testa di una vite *destrorsa* la quale si muova *da E* (vettore velocità) *verso H* (vettore deformazione) corrisponde ad *una traslazione* nel senso Oz; in altre parole il triedro xyz (fig. 4) ovvero E, H, Oz è quello che abbiamo chiamato triedro *destrorso*.

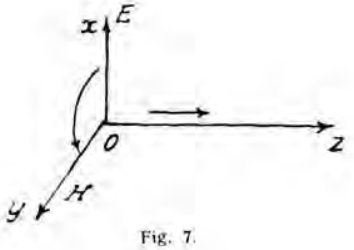


Fig. 7.

7. TEORIA MECCANICA E TEORIA ELETTROMAGNETICA DELLA LUCE. — Le considerazioni precedenti sono essenzialmente d'indole analitica e permettono di dedurre alcuni concetti fondamentali della teoria della luce, senza fare nessuna ipotesi sulla natura fisica del vettore luminoso. La teoria ondulatoria di Grimaldi, di Huygens, di Young e di Fresnel, è essenzialmente una teoria *meccanica* in cui, ammessa l'esistenza di un mezzo speciale detto etere che riempie tutto lo spazio, si arriva alla conclusione che la luce sia costituita da vibrazioni trasversali di questo mezzo. Per spiegare come l'etere sia incapace a trasmettere vibrazioni lungitudinali, bisogna ammettere, come si è detto al § 2, che esso si comporti come un *solido elastico incompressibile, dotato di rigidità*. Non vi è dubbio che la così detta teoria *elastico-solida* della luce rappresenti un insieme ammirevole perfettamente coerente di dottrine; ma le ipotesi che ad essa si riferiscono sono talvolta contradditorie, come quando per es. si deve supporre (§ 2) l'etere dotato di fluidità perfetta ed avere, nel tempo stesso, la rigidità di corpi solidi come il ferro e l'acciaio (13).

La teoria elettromagnetica della luce, elaborata dal grande fisico inglese Maxwell nel 1865, pur non permettendo di dare una rappresentazione fisica della natura dei fenomeni luminosi e del meccanismo della propagazione, costituisce certamente un progresso sulle teorie precedenti. Essa parte dalle due leggi fondamentali delle azioni elettriche e magnetiche, vale a dire la *legge di Farady*

relativa alle forze elettromotrici ed alle correnti d'induzione, e la *legge di Ampère* relativa alle forze magnetiche dovute alle correnti. Mercè i concetti dello spostamento e delle correnti di spostamento, Maxwell estende ai dielettrici alcune delle leggi caratteristiche dei conduttori, e giunge alla conclusione che, in ogni punto dello spazio ove si manifestano azioni elettriche e magnetiche variabili col tempo, sia possibile determinare due grandezze vettoriali, dette *campo elettrico* e *campo magnetico*. Questi due vettori costituiscono quella che si chiama *onda elettromagnetica*, la cui velocità, vale a dire la velocità dei due vettori componenti, è espressa da equazioni analoghe a quelle che determinano i vettori caratteristici E ed H (velocità e spostamento) della vibrazione trasversale considerata al § 6. Il vettore velocità E corrisponde al campo elettrico e il vettore spostamento H corrisponde al campo magnetico. La velocità v dell'onda elettromagnetica da essi individuata è regolata dalle due equazioni a derivate parziali del tipo detto di propagazione (§ 5):

$$\frac{\partial^2 E}{\partial t^2} = v^2 \frac{\partial^2 E}{\partial z^2} \quad \text{e} \quad \frac{\partial^2 H}{\partial t^2} = v^2 \frac{\partial^2 H}{\partial z^2} \qquad [1]$$

in cui la velocità comune di propagazione del vettore elettrico e del vettore magnetico, è espressa da:

$$v = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon \mu}} \qquad [2]$$

essendo c il rapporto della unità e. m. di carica elettrica alla unità e. s., ε la costante dielettrica del mezzo considerato in unità elettrostatiche, μ la permeabilità magnetica del mezzo stesso in unità elettromagnetiche. Se il mezzo considerato è il vuoto, si ha per es. $\varepsilon = 1$, $\mu = 1$ e quindi, osservando che la media dei diversi valori ottenuti per le misure del rapporto c è prossima a $3{,}10^{10}$, vale a dire al numero che esprime in cm/s la velocità della luce nel vuoto, si ha:

$$v = c = 3.10^{10} \text{ cm/s} \qquad [3]$$

si ha quindi il teorema fondamentale:

« Una onda o perturbazione elettromagnetica si propaga nel vuoto con una velocità, espressa in cm/s, dal numero che indica quante unità elettrostatiche sono contenute in una unità elettromagnetica di carica ».

Questa identità numerica di due fenomeni così distinti come la propagazione nel vuoto di un'onda elettromagnetica e di un'onda luminosa, indusse il Maxwell a ritenere che i due fenomeni siano della stessa natura, vale a dire che un'onda *luminosa possa ritenersi come identica ad un'onda elettromagnetica*, e come tale caratterizzata da un vettore elettrico ed un vettore magnetico. È bene osservare che questa coincidenza è tanto più notevole in quantochè il punto di partenza della teoria elettromagnetica è essenzialmente sperimentale (leggi di Faraday e di Ampere) ed è pure un risultato sperimentale il valore $c = 3.10^{10}$ del rapporto fra le unità elettromagnetica ed elettrostatica di carica. Devesi infine osservare che la formula [2] permette di esprimere la velocità della luce o di un'onda elettromagnetica in un mezzo qualsiasi, in funzione delle costanti ε e μ, vale a dire in funzione di quantità elettriche direttamente accessibili alla esperienza, a differenza delle costanti elastiche e della densità dell'etere delle formule [1] e [2] del § 2, ammesse da Fresnel, generalizzando i concetti di Newton.

È stato osservato da alcuni che la teoria di Maxwell non ci dice che cosa è che vibra in un raggio luminoso, vale a dire sostituisce un enigma con un altro enigma; ciò è vero, ma è bene notare che il reale progresso delle scienze fisiche consiste non già nella spiegazione dei fenomeni (spiegazione che rientra nel campo delle speculazioni filosofiche e si riduce spesso a delle tautologie) ma consiste (ed è il caso della teoria di Maxwell) a riferire ad una causa unica l'insieme di fenomeni diversi quali la luce e le perturbazioni elettromagnetiche ed a rappresentarli con equazioni identiche. Sotto questo riguardo, la teoria di Maxwell rappresenta un indiscutibile progresso sulle teorie ondulatorie e meccaniche anteriori.

Devesi poi notare che la superiorità della teoria elettromagnetica è provata anche dal fatto che una delle conseguenze fondamentali di essa, la esistenza di onde o perturbazioni di natura elettrica e magnetica, è stata dimostrata sperimentalmente da Hertz, il quale non solo ha realizzato nel 1887 dispositivi atti a produrre onde elettromagnetiche (14), ma unitamente al Righi, ha verificato la giustezza delle vedute teoriche del Maxwell confermando la loro identità con le onde luminose, giacchè come queste si propagano, si riflettono, si rifrangono e si polarizzano. È noto che nel 1895

il Marconi scoprì il modo di utilizzare tali onde per trasmettere segnali a distanza creando così la telegrafia senza fili (15).

La differenza essenziale tra onde luminose ed elettromagnetiche consiste nel periodo o nella lunghezza d'onda, che è, nelle onde elettriche, di gran lunga maggiore di quelle luminose, giacchè mentre queste variano da 0,4 a 0,7 millesimi di mm. circa, le onde elettromagnetiche utilizzate dal Marconi nelle trasmissioni radioelettriche, variano da un minimo di pochi centimetri (onde ultracorte) ad un massimo di 20 km. e più.

8. ESTENSIONE DELLA GAMMA DELLA ENERGIA RAGGIANTE. — Le onde luminose direttamente avvertite dall'occhio non costituiscono che un piccolo gruppo nell'insieme di quelle forme di energia chiamate, con nome generico, *radiazioni*. In virtù delle scoperte fatte in questi ultimi cinquanta anni, noi conosciamo oggi una vastissima gamma di radiazioni che comprende, secondo il linguaggio della teoria delle vibrazioni, più di 60 ottave. Le onde elettromagnetiche, la cui lunghezza va da $20 \div 30$ km. fino a mm. 1 e mm. 0,1 comprendono la immensa gamma di radiazioni hertziane conosciute, perchè adoperate o nella tecnica delle radiotrasmissioni o in esperienze di laboratorio. Da mm. 0,1 fino a mm. 0,0008 troviamo le radiazioni infrarosse a forte potere calorifico e da mm. 0,0008 a mm. 0,0004 quelle della luce visibile dal rosso al violetto. Da mm. 0,0004 a mm. 0,000001 si estende il dominio dei raggi attinici o ultravioletti; viene in seguito la gamma dei raggi X o di Röntgen che va da mm. 0,000001 (raggi molli) fino a mm. 0,00000001. Al di là si trovano radiazioni estremamente rapide di lunghezza ancora più piccola, per misurare le quali torna comodo assumere la così detta unità X, essendo $1\,X = 10^{-10}$ mm.

Vengono infine le radiazioni *cosmiche* specialmente studiate da Millikan, dotate di potere così penetrante da non essere arrestate da strati di roccia o di acqua aventi parecchie decine di metri di spessore. La lunghezza di queste radiazioni è così piccola e la loro frequenza così grande da valutarsi, come ordine di grandezza, superiore a 10^{21} periodi a secondo.

Ammessa la esistenza dell'etere e supposto che le sopraindicate forme di energia siano moti vibratori dell'etere, si pensi alla meravigliosa cedevolezza di questo mezzo che può vibrare dando

onde la cui frequenza è di pochi periodi a secondo (oscillazioni elettriche estremamente lente) fino a più di 10^{21}, cioè di *mille miliardi di miliardi* a secondo, nelle onde ultrapenetranti dei raggi cosmici di Millikan.

9. EFFETTO FOTO-ELETTRICO. - RITORNO PARZIALE ALLA TEORIA DELLA EMISSIONE. — Fin verso il 1900, vale a dire fin verso una trentina d'anni fa, la natura ondulatoria della luce e di tutte le altre radiazioni poco fa accennate, sembrava definitivamente stabilita ed ogni concetto in contraddizione con quello di onde, la cui ampiezza fosse distribuita in modo continuo nello spazio, sembrava assurdo. Un fenomeno nuovo, che implica discontinuità nella radiazione, è il cosi detto *effetto fotoelettrico*, del quale daremo qui un rapidissimo cenno.

È noto che la materia è formata da atomi e questi risultano, alla loro volta, formati da piccolissime cariche o corpuscoli di elettricità negativa, detti *elettroni*. Nelle condizioni normali tali elettroni non possono essere espulsi dal corpo di cui fanno parte, se non mercè la spesa di una certa quantità di energia esterna. Ora, l'esperienza prova che illuminando certe sostanze con una radiazione, per es. con un fascio di luce, si può determinare la espulsione di elettroni, a condizione che la frequenza di questa radiazione sia abbastanza elevata, ovvero, in altre parole, la lunghezza d'onda sufficientemente piccola. E il fatto importante è questo: che l'effetto fotoelettrico è indipendente dalla intensità della luce incidente; anche se questa è molto debole vi saranno sempre degli elettroni espulsi purchè la frequenza della radiazione incidente sia sufficientemente elevata, l'esperienza dimostrando che la luce violetta o ultra violetta può produrre degli effetti fotoelettrici che non possono essere prodotti dalla luce rossa.

Sottoponendo i sopraccennati fenomeni ad investigazione teorica e sperimentale, i fisici Max Planck nel 1900 ed Eistein nel 1905 furono condotti a mettere in correlazione la teoria discontinua o corpuscolare della materia con la struttura, pure discontinua o corpuscolare, delle radiazioni. Secondo questa teoria, ogni radiazione di frequenza f è formata da corpuscoli o elementi (quanti di radiazione) aventi ciascuno una quantità piccolissima, ma finita, di energia, espressa da:

$$W = h f \qquad [1]$$

essendo h una certa costante universale il cui valore, stabilito da Planck, è $h = 6{,}55 \times 10^{-27}$ erg/sec.

Tutti i fatti e fenomeni inerenti all'effetto fotoelettrico si possono interpretare ammettendo con Eistein che l'energia delle diverse radiazioni, sia di quella dovuta secondo le antiche teorie a proprietà ondulatorie dell'etere (raggi infrarossi, luce ordinaria, raggi ultravioletti) sia di specie corpuscolare (raggi γ dei corpi radioattivi, raggi cosmici o di Millikan) non sia distribuita in modo continuo nello spazio, ma *venga emessa* o *assorbita in maniera discontinua*, come se fosse localizzata in quantità elementari o granuli o quanti di energia, ciascuno dei quali ha il valore dato dalla [1]. Tale valore rappresenta una specie di *atomo o corpuscolo di energia* incapace di ulteriore suddivisione, in guisa che la energia stessa viene emessa secondo un numero intero $n\,h\,f$ di quanti, e quindi variabile in modo discontinuo secondo multipli successivi hf, $2\,hf$, $3\,hf$ del quanto elementare d'azione hf.

Data la frequenza f della radiazione, è determinato il valore del quanto o granulo di energia corrispondente; per es. per la luce gialla del sodio, essendo $\lambda = 0^{\mu},576$, $f = 520 \times 10^{12}$ p/s, si ha per il relativo quanto di energia:

$$W = hf = 6{,}55 \times 10^{-27} \times 5{,}2 \times 10^{14} = 3{,}27 \times 10^{-12} \text{ erg}$$

vale a dire poco più di tre milionesimi di micro/erg.; tale è il valore di quello che si chiama *fotone* o atomo elementare di luce gialla.

Come si vede, le teorie moderne, attribuendo una struttura discontinua o granulare alla luce, costituiscono una specie di ritorno alla teoria corpuscolare di Newton e dei suoi seguaci. La differenza essenziale consiste in ciò che, invece di granuli *materiali*, la radiazione luminosa sarebbe formata da *fotoni* vale a dire da granuli di energia concentrati in singoli punti, i quali si muoverebbero nello spazio vuoto con la velocità di 3.10^{10} cm. a sec.

10. LEGGE FOTOELETTRICA DI EISTEIN. — Questi concetti permettono di dare una forma precisa alla così detta *legge fotoelettrica* di Eistein. Supposto che una radiazione di frequenza f,

e quindi di energia hf, cada sopra una porzione di materia contenente degli elettroni per la espulsione dei quali sia necessario fornire una certa energia E, possono accadere due casi: se la frequenza f non è abbastanza elevata in guisa che risulti $hf < E$, non si avrà effetto fotoelettrico e gli elettroni non verranno espulsi dalla materia colpita. Ma, per valori sufficientemente elevati di f, tali che il quanto di energia incidente hf *superi* la energia necessaria per la espulsione, sia cioè $hf > E$, allora qualcuno degli elettroni della sostanza potrà assorbire la energia del quanto incidente e sarà espulso dalla sostanza con una energia W tale che:

$$W = hf - E .$$

Tale è la espressione algebrica della così detta *legge fotoelettrica* di Eistein, la quale è stata sperimentalmente verificata da Millikan e costituisce una importante relazione quantitativa inerente alla esistenza dei granuli di luce.

11. EFFETTO COMPTON. — Un altro fenomeno scoperto dal fisico americano Compton è venuto recentemente (1922) a confermare la esistenza dei granuli di luce.

I raggi X sono costituiti, come è noto, da radiazioni analoghe a quelle luminose, ma aventi una lunghezza d'onda assai più piccola. Essi si hanno tutte le volte che un flusso di elettroni (raggi catodici) emesso dall'elettrodo negativo di un tubo ad altissimo grado di rarefazione (tubo di Crookes) colpisce un corpo solido opportunamente disposto nell'interno del tubo. Ora, l'effetto Compton consiste in ciò che se un fascio di raggi X cade sopra una sostanza materiale, una parte dei raggi X è diffusa in tutte le direzioni, ed inoltre i raggi così diffusi hanno una *frequenza minore* di quella dei raggi incidenti.

Il fatto di questa diffusione con frequenza diminuita può spiegarsi nel seguente modo. Ammettendo che i raggi X incidenti siano, come la luce, costituiti da fotoni di energia hf, in movimento rapidissimo, se uno di questi fotoni incontra, cadendo su una porzione di materia, uno o più elettroni in riposo o animati da moto poco rapido, l'urto ha per risultato che l'elettrone prende al fotone una parte della sua energia, e viene rinviato lateralmente, in direzione diversa da quella incidente, con una energia più debole

di quella che aveva inizialmente. Il suo quanto *hf* è quindi venuto a diminuire in seguito all'urto, e per conseguenza, poichè *h* rimane costante, è venuta a *diminuire la frequenza f.* Le esperienze fatte da Compton e dai suoi allievi hanno verificato, in tutti i suoi particolari, questa interpretazione, confermando ancora una volta la esistenza dei granuli di energia, anche nel caso dei raggi X.

12. MODERNA CRISI DELLA OTTICA. — Siamo ora in grado di comprendere perchè si affermi che, da alcuni anni, le teorie dell'ottica traversino una grave crisi. Da un lato, siamo in presenza di tutta una serie di fenomeni (interferenza, diffrazione, polarizzazione) che si interpretano con grande facilità ed evidenza con i postulati della teoria ondulatoria e conducono ad ammettere per ogni specie di radiazione, una frequenza ed una lunghezza d'onda determinate che si ritengono caratteristiche di un mezzo ipotetico, l'etere, e sono quindi distribuite in modo continuo nello spazio. Dall'altro lato, la esistenza dell'effetto fotoelettrico e dell'effetto Compton, esigono che l'energia delle radiazioni sia localizzata in granuli elementari o fotoni. Nella prima serie di fenomeni prevale il concetto di *onda* con tutti gli attributi della *continuità;* nella seconda prevale, invece, il concetto della *discontinuità* e di *corpuscolo.* Si comprende quindi come la scienza moderna sia, da pochi anni, orientata verso una teoria sintetica, in qualche modo intermedia fra le due, e nella quale si ammette che tutte le radiazioni *siano formate contemporaneamente da onde e da corpuscoli intimamente* collegati fra loro, costituenti, secondo la felice espressione di Bohr, « due facce complementari della realtà » (16).

13. MECCANICA ONDULATORIA. — Analoga trasformazione sta per subire la meccanica.

Le teorie della emissione dovute a Newton ed ai suoi continuatori e le teorie atomistiche della materia avevano per base la dinamica del punto materiale, il che doveva essere necessariamente essendo Newton, insieme con Galileo, il fondatore della dinamica. D'altra parte, le teorie ondulatorie di Huygens e di Fresnel, pur essendo indispensabili per la spiegazione di molti fenomeni ottici sembrarono, in seguito, contradette da altri fenomeni (effetto fotoelettrico e effetto Compton) i quali fecero riapparire i

concetti corpuscolari delle antiche teorie. Tanto più che le teorie classiche dell'ottica, anche quella elettromagnetica, sembrano doversi ritenere valide solo per i sistemi microscopici; nei sistemi ultramicroscopici o atomici, invece, esse costituiscono solo una prima approssimazione tanto più prossima alla realtà quanto maggiori sono le dimensioni dei sistemi considerati (17).

Fu allora che sorsero, in quest'ultimo decennio, due nuove forme di meccanica particolarmente atte allo studio dei fenomeni atomici; una dovuta ad Heisenberg (18) assai complicata, fa uso di concetti e di calcoli affatto diversi dagli ordinari; la seconda, più semplice e più intuitiva, sviluppata da Schrödinger (19) in base ad alcuni concetti emessi da L. de Broglie. Questa nuova meccanica sta a quella classica nello stesso modo con cui l'ottica delle ondulazioni sta all'ottica geometrica, e per questa ragione è stata chiamata *ondulatoria*. La nuova meccanica ammette la esistenza di corpuscoli materiali e di corpuscoli di luce, ma ammette, nel loro moto di propagazione, la esistenza di un'onda ad essi intimamente associata. Bisogna pur riconoscere che nella nuova meccanica la quale, benchè sorta da pochi anni ha nondimeno fatto progressi assai notevoli, rimangono ancora dei punti oscuri quali, per esempio, quello della natura fisica delle onde associate ai corpuscoli. Questo difetto non impedisce tuttavia alla nuova scienza di progredire e di svilupparsi, e quello che è più, di prevedere fatti nuovi che l'esperienza poi conferma; di questi, ci limiteremo ad accennare il seguente:

Se onde e corpuscoli sono intimamente collegati dovremo aspettarci che l'elettrone, questa carica elettrica puntiforme costituente essenziale della materia, considerato fino a pochi anni fa come un semplice corpuscolo, debba essere accompagnato, nel suo moto, da onde di determinata lunghezza; dovremo cioè ottenere da un flusso di elettroni che cada su certi cristalli, dei fenomeni di interferenza analoghi a quelli che si ottengono, con i fasci di fotoni luminosi o con raggi X, nelle classiche esperienze di Laue. Questa conseguenza che qualche anno fa appariva assurda, ha recentemente ricevuto la sanzione sperimentale da G. P. Thomson in Inghilterra, da Davisson e Germer in America e da altri. Dall'esame degli anelli di interferenza prodotti dagli elettroni si è

potuto misurare la lunghezza dell'onda con essi associata, e constatare che tale lunghezza di onda è dell'ordine di quella dei raggi X. Si è aperto, così un nuovo campo della fisica degli elettroni, la quale mette direttamente in evidenza le proprietà ondulatorie del corpuscolo.

Concludiamo questa rapida corsa nel campo delle diverse teorie della luce, constatando una volta di più come la vera spiegazione dei fenomeni apparentemente semplici sia in realtà estremamente complicata e come un raggio di luce considerato cosa assai comune, sia invece estremamente complessa, tanto che solo la scienza molto avanzata, potrà un giorno rispondere alla domanda: che cosa è un raggio di luce?

(continua)

PROF. G. VANNI
Dirett. Princ. dell'Istituto R. T. milit.

NOTE BIBLIOGRAFICHE.

(1) STOKES: *Trans. Cambridge Phil. Soc.*, t. VIII (1845).
(2) LORD KELVIN: *Baltimore Lectures*, p. 9 (1904).
(3) WHITTAKER: *History of the theories of Ether and Electricity*, p. 151, London (1910).
(4) GRIMALDI: *Physico mathesis de lumine*, Bologna (1665).
(5) NEWTON: *Optics*, London, p. 321 (1706).
(6) DESCARTES: *Dioptrices*, cap. II, Amsterdam (1687).
(7) HUYGENS: *Traité de la lumière*, Cap. V (1690).
(8) YOUNG: *On the theory of Optics*, London (1801).
(9) FRESNEL: *Œuvres complètes*, Paris (1866-1870).
(10) FOUCAULT: *Comptes Rendus*, t. XXX, Paris (1850).
(11) BOUASSE: *Cours de mécanique physique*, p. 84, Paris, Delagrave (1921).
(12) BRUHAT: *Cours d'optique*, p. 82, Paris, Masson (1931).
(13) MAXWELL: *Enciclopedia Britannica*, (IX ediz.) art. «Ether». — W. THOMSOM (Lord Kelvin): *Conférences scientifiques* (trad. Lugol), Paris, (1893).
(14) WIEDEMANN: *Ann.* Band 31 (1887). — HERTZ: *English translation by Jones*, London (1900).
(15) PEDERSEN: *The propagation of Radio Waves*, Copenhagen (1927). — VANNI: *Sulle teorie della propagazione delle onde hertziane* - Dati e memorie sulle radiocomunicazioni - Consiglio Nazionale delle Ricerche, p. 61 (1929).
(16) L. DE BROGLIE: *Ondes et corpuscules*, p. 57, Paris (1930); *Introduction à l'étude de la mécanique ondulatoire*, Paris (1930).
(17) FERMI: *Introduzione alla Fisica Atomica*, Bologna (1928).
(18) HEISENBERG: *Zeitschrift für Physik* (1925).
(19) SCHRODINGER: *Annalen der Physik* (1926-27).

Proposte di norme di collaudo dei radioricevitori e dei radiogoniometri

SOMMARIO. — *Si propongono alcune norme di collaudo relative ai radioricevitori ed ai radiogoniometri (le quali, per quanto si riferisce ai radioricevitori, riassumono i lavori sperimentali compiuti specialmente in America in questi ultimi anni). Tali norme suggeriscono criteri e metodi pratici di prova adatti ad esprimere un giudizio complessivo sulla bontà degli apparati radioriceventi eradiogoniometrici in genere.*

A - COLLAUDO DEI RADIORICEVITORI.

Definizioni e convenzioni.

Le definizioni e le convenzioni che seguono si applicano, in generale, ai ricevitori delle radioemissioni effettuate con onde persistenti o modulate.

Si trascurano le trasmissioni fatte con onde smorzate perchè il loro impiego è stato ormai bandito dalle recenti convenzioni internazionali.

1. - RADIOEMISSIONI. S'intende per radioemissione la generazione di un campo elettromagnetico variabile periodicamente ad una frequenza compresa nella gamma delle oscillazioni elettromagnetiche. L'origine di tale campo deve avere per scopo la trasmissione a distanza di segnali (alfabeto Morse), parole, suoni, immagini.

Le radioemissioni si distinguono in varie specie:

2. - RADIOEMISSIONI A MONOFREQUENZA. Sono quelle prodotte da un'onda persistente, teoricamente di frequenza costante, che opportunamente interrotta con la manipolazione serve a trasmettere segnali radiotelegrafici (seguendo il codice Morse) oppure immagini teleidografiche (bianco e nero).

3. - RADIOEMISSIONI A DUE FREQUENZE. Sono quelle che contengono un'onda di lavoro e un'onda di riposo di guisa che la manipolazione non provoca delle interruzioni ma soltanto delle variazioni di frequenza nell'onda portante.

4. - RADIOEMISSIONI A TRE FREQUENZE. Sono quelle originate da un'onda persistente modulata ad una sola frequenza acustica.

Difatti è noto che tale modulazione dà luogo ad uno spettro di tre frequenze, delle quali una è la frequenza dell'onda portante (f) e le altre due sono date, rispettivamente, dalla somma ($f + f_1$) e dalla differenza ($f - f_1$) della frequenza portante con la frequenza di modulazione (f_1).

5. - RADIOEMISSIONI A MULTIFREQUENZA. Sono quelle prodotte da un'onda persistente modulata contemporaneamente da tutta una gamma di frequenze (d'ordinario frequenze acustiche).

Si ottiene quindi uno spettro continuo di frequenze composto della frequenza portante e di due bande laterali. È questo il caso della radiotelefonia e della radiotelevisione.

6. - RADIORICEVITORE. Dicesi quel complesso di organi destinati a rendere percettibili, ai sensi dell'uomo, le correnti oscillanti debolissime indotte, in un aereo captatore, dalle onde elettromagnetiche che vi incidono e che provengono da un trasmettitore r. t. vicino o lontano.

I ricevitori si distinguono in varie categorie.

7. - TIPO DI RADIORICEVITORE. Sono dello stesso tipo i ricevitori che hanno il medesimo circuito di principio e di montaggio, gli stessi organi rivelatori, la medesima gamma d'onda e la stessa alimentazione (a corrente continua od a corrente alternata).

8. - PARTITA DI RICEVITORI. Sono della stessa partita i ricevitori che oltre ad essere del medesimo tipo sono presentati nel medesimo tempo all'accettazione.

9. - POTENZA NORMALE DI USCITA. Dicesi la potenza media di uscita di un radioricevitore necessaria per azionare un rivelatore acustico per il quale il radioricevitore è stato progettato e costruito.

I rivelatori acustici più diffusi per il loro regolare funzionamento sono: i caschi telefonici, gli altoparlanti elettromagnetici e gli altoparlanti elettrodinamici. I primi richiedono una potenza media inferiore a 0,05 watt, i secondi una potenza eguale a 0,05 watt, gli ultimi una potenza di almeno 1 watt.

10. - INTENSITÀ DI CAMPO NORMALE. È quella da applicare ad un radioricevitore sintonizzato per ottenere la potenza normale d'uscita.

Questo campo è di solito modulato al 30 % con una frequenza acustica di 400 cicli per secondo.

11. - ANTENNA NORMALE. In mancanza di antenna o di telaio propri al ricevitore, s'intenderà per antenna normale quella avente le seguenti caratteristiche:

Resistenza = 25 ohm
Induttanza = 20 microhenry
Capacità = 200 micromicrofarad.

L'antenna potrà essere reale o fittizia, potrà cioè essere del tipo comune e possedere le caratteristiche dette e potrà invece essere costituita da un circuito contenente, in serie, un reostato, un condensatore ed un'induttanza dei valori sopra indicati. In ogni caso l'altezza efficace dell'antenna normale sarà considerata di metri quattro.

12. - FREQUENZA DI PROVA. S'intende la frequenza sulla quale è sintonizzato il ricevitore già messo a punto per le prove di collaudo. Le frequenze di prova dovranno essere preventivamente indicate nelle operazioni di collaudo.

Per i ricevitori di radiodiffusione potranno scegliersi le frequenze 600 - 800 - 1000 - 1200 - 1400 chilocicli per secondo.

13. - SENSIBILITÀ. S'intende l'attitudine posseduta da un radioricevitore a riprodurre i segnali di una radioemissione sulla cui frequenza è sintonizzato.

La sensibilità è definita quantitativamente dall'inverso della intensità di campo normale.

14. - GAMMA DI SENSIBILITÀ. S'intende la gamma delle frequenze sulle quali un radioricevitore può sintonizzarsi.

15. - UNIFORMITÀ DI SENSIBILITÀ. S'intende l'attitudine di un radioricevitore a riprodurre con la stessa intensità i segnali di una radioemissione di frequenza qualsiasi purchè compresa nella gamma di sensibilità.

16. - SELETTIVITÀ. È l'attitudine di un radioricevitore a separare due radioemissioni a monofrequenza di valore poco diverso, permettendo la ricezione di una di esse senza che l'altra interferisca o disturbi in modo nocivo alla buona comprensione dei segnali.

17. - ACUTEZZA DI SINTONIA. S'intende per acutezza di sintonia il rapporto fra la variazione di frequenza espressa in chilocicli per secondo, e la variazione angolare dell'organo mobile di sintonia espressa in gradi centesimali, cioè il rapporto:

$$\text{acutezza di sintonia} = \frac{\Delta f}{\Delta 0} \text{ (chilocicli/gradi).}$$

18. - PUREZZA. È l'attitudine di un radioricevitore a riprodurre, all'uscita, la modulazione della radioemissione in arrivo.

La purezza è misurata quantitativamente dal rapporto percentuale fra l'ordinata minima e l'ordinata massima della curva di risonanza acustica caratterizzante la potenza resa all'uscita del radioricevitore in funzione della frequenza acustica di modulazione.

Caratteristiche dei radioricevitori.

Le norme che seguono sono intese a precisare i dati necessari e sufficienti affinchè un radioricevitore sia ben definito in relazione alle caratteristiche di funzionamento e alle condizioni di servizio.

19. - SCHEMI DI PRINCIPIO E DI MONTAGGIO. Saranno esaminati gli schemi di principio e di montaggio da esibire col ricevitore all'atto della consegna all'ente acquirente.

Sarà verificato che i circuiti del radioricevitore corrispondano a tali schemi. La presentazione degli schemi è obbligatoria.

20. - DIMENSIONI E PESO. Saranno rilevate le dimensioni d'ingombro e il peso dell'apparecchio in esame, e sarà verificato che i dati corrispondano a quelli prescritti dalle condizioni tecniche contrattuali. Se il ricevitore è provvisto di aereo a telaio, dovrà specificarsi lo spazio necessario alla sua manovra.

21. - MATERIE PRIME. Saranno esaminate le materie prime impiegate nella costruzione dei vari organi dell'apparato e principalmente dell'aereo, del cofano od incastellatura, del pannello, dei conduttori di connessione dei vari organi elettrici (condensatori, induttanze, prese ecc.), dei materiali isolanti vari (supporti, organi di comando e di presa ecc). Tutte le materie prime dovranno corrispondere a quelle indicate dalle condizioni tecniche contrattuali.

22. - LAVORAZIONE E MONTAGGIO. Saranno controllate la lavorazione delle materie prime impiegate e l'esecuzione del montaggio dei vari organi elettrici e meccanici del ricevitore. Sarà verificato che le parti intercambiabili siano facilmente smontabili, che le parti fragili (tubi elettronici ecc.) siano ben protette, che gli organi soggetti a logorio meccanico siano sufficientemente resistenti e presentino un congruo coefficiente di sicurezza, che i vari organi siano razionalmente disposti in guisa da formare un'armonica distribuzione delle parti in relazione al peso e alla possibilità di una immediata ispezione interna o di una riparazione eventuale, che siano state prese tutte le misure atte ad evitare i dannosi effetti di accoppiamento, le interferenze ecc.

Dovrà infine verificarsi che l'involucro protegga i vari organi del ricevitore da tutti gli agenti fisici e meteorologici che possono danneggiarne i vari organi, comprometterne il funzionamento o comunque diminuirne l'efficienza (effetto microfonico, effetto di mano, umidità, polvere).

23. - QUALITÀ ELETTROMECCANICHE DEI VARI ORGANI. Saranno esaminati i vari organi elettrici componenti i ricevitori da collaudare. Essi dovranno essere di ottima costruzione e di tipo adatto alla funzione cui sono destinati.

Speciale riguardo si dovrà avere per i condensatori variabili dei quali dovrà indicarsi la capacità massima e la capacità residua,

la legge di variazione, il dielettrico, curando altresì che la loro regolazione sia facile e precisa. Si dovranno ispezionare accuratamente i variometri, i reostati, i potenziometri, gli interruttori, i commutatori.

Per gli organi intercambiabili si dovrà verificare la bontà di costruzione, la facile sostituzione di essi, la protezione dagli agenti esterni, osservando con particolare attenzione le bobine di autoinduzione, le resistenze di dispersione e i tubi elettronici; per quest'ultimi valgono le norme già prescritte al riguardo. Per quanto concerne gli organi fissi: condensatori, induttanze, resistenze, raddrizzatori, amplificatori, complessi rettificatori e schermi, sarà rilevata la qualità e la lavorazione.

Circa gli accessori e le parti di ricambio, dovrà controllarsi la bontà di costruzione, l'efficienza e la praticità del loro impianto.

Prove sui radioricevitori.

24. - CONDIZIONI GENERALI DI POSA. Nelle prove che seguono l'apparecchio in esame dovrà disporsi in guisa da non essere influenzato in modo anormale dai generatori di radiofrequenza e di audiofrequenza standardizzati che si descriveranno in seguito, nè da disturbi esterni di carattere elettromagnetico. Sarà alimentato con le tensioni richieste per il suo regolare funzionamento, le quali dovranno mantenersi rigorosamente costanti per tutta la durata delle prove. I comandi esterni, di cui dispone il radioricevitore, saranno, a loro volta, regolati in modo da ricavare la massima potenza d'uscita.

1° *Radioricevitori alimentati da batterie di pile e di accumulatori.*

Dovrà controllarsi che le batterie impiegate per l'alimentazione siano del tipo prescritto, in piena efficienza ed in grado di fornire l'energia richiesta dal radioricevitore per il funzionamento normale. Se l'apparato è sprovvisto di cavetto di collegamento con le batterie, i conduttori da applicare dovranno essere i più corti possibili.

2° *Radioricevitori alimentati con corrente alternata della rete stradale.*

Le tensioni richieste per tali apparecchi saranno mantenute costantemente al valore prescritto dalle norme contrattuali.

In mancanza di indicazioni al riguardo si intenderà che la tensione alternata d'alimentazione debba essere di 115 volt ad una frequenza variabile fra 42 e 50 periodi per secondo. Se il radioricevitore è provvisto di organi regolabili atti ad attenuare o ad annullare il ronzio originato dalla corrente alternata all'uscita dell'apparecchio, si dovranno regolare tali organi in maniera da ottenere il migliore effetto possibile.

3° *Radioricevitori a reazione.*

Per tali apparecchi le prove di collaudo saranno ripetute nelle due condizioni di funzionamento che seguono:

a) con radioricevitore regolato al massimo dell'efficienza, ma con la reazione non innescata o comunque senza che si verifichino oscillazioni locali interne od oscillazioni parassite;

b) con radioricevitore regolato al massimo di efficienza e con reazione innescata al minimo possibile.

4° *Radioricevitori stabilizzati o neutralizzati.*

Se il radioricevitore possiede comandi esterni destinati al controllo della stabilizzazione, esso sarà collaudato con le norme relative agli apparecchi a reazione. Se non possiede detti comandi, ma la neutralizzazione è ottenuta con dispositivi interni semifissi, allora basterà attenersi alle norme generali suddette.

5° *Radioricevitori a cambiamento di frequenza.*

Se il radioricevitore è a monocomando valgono le norme generali precedenti. Se il comando dell'oscillatore locale è distinto dal comando della sintonia, le prove di collaudo saranno effettuate accordando l'oscillatore stesso su di una frequenza superiore a quella del segnale in arrivo a meno che le istruzioni di corredo dell'apparecchio o speciali condizioni di funzionamento non prescrivano il contrario.

25. - ATTREZZAGGIO DI PRESCRIZIONE. Per l'esecuzione delle prove che seguono dovrà predisporsi un regolare attrezzaggio fatto di materiale solido, di ottima qualità e con organi rigorosamente tarati nelle grandezze che interessano. Specie per le prove principali di sensibilità, selettività e purezza, dovrà essere predi-

sposto un complesso come quello indicato nella figura 1, tenendo presente che nell'esecuzione di tali prove occorre applicare alla entrata del ricevitore un campo esattamente conosciuto per frequenza, ampiezza, grado di modulazione ecc. e misurare in corrispondenza le caratteristiche della corrente di bassa frequenza alla uscita.

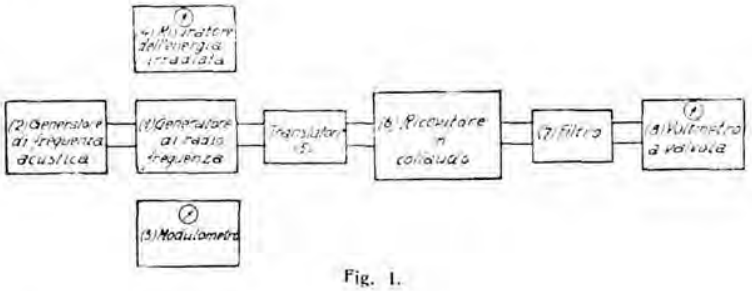


Fig. 1.

Esso consta dei seguenti apparecchi:

1° un generatore di radiofrequenza (1);

2° un generatore di frequenza acustica (2);

3° un modulometro (3);

4° un misuratore dell'energia irradiata (4);

5° un traslatore d'energia atto a trasferire l'energia stessa dal generatore di radiofrequenza all'apparato da collaudare (5);

6° un filtro (7);

7° un voltmetro a valvola destinato alla misura dell'energia resa all'uscita dell'apparecchio da collaudare (8).

Nello schema l'apparecchio da collaudare è indicato con il numero (6).

1° *Generatore di radiofrequenza.* Sarà un generatore a tubi elettronici completamente schermato anche nell'alimentazione, la quale è preferibile che sia fatta con pile a secco e con accumulatori di capacità opportuna, mantenuti sempre in piena efficienza. La frequenza sarà controllabile per un qualsiasi valore compreso fra 30 e 10.000 kc/s.

Fissato il generatore su di una determinata frequenza, questa dovrà mantenersi stabile ancorchè vari l'energia emessa. Dovrà

possedere un dispositivo micrometrico di precisione atto a variare una determinata frequenza di prova di qualche chilociclo in più o in meno. Dovrà inoltre possedere uno strumento di controllo dell'energia emessa all'uscita del generatore. L'oscillatore dovrà essere di potenza tale da produrre un'intensità di campo di almeno 200.000 microvolt per metro per ogni frequenza portante.

Ad esempio, l'Istituto R. T. adopera come generatore standard quello costruito dalla General Radio Co. il cui schema è riportato nella figura 2. Esso consta di un oscillatore tarato di cui si legge la frequenza sui condensatori C_1, C_2 ed al quale è accoppiato un

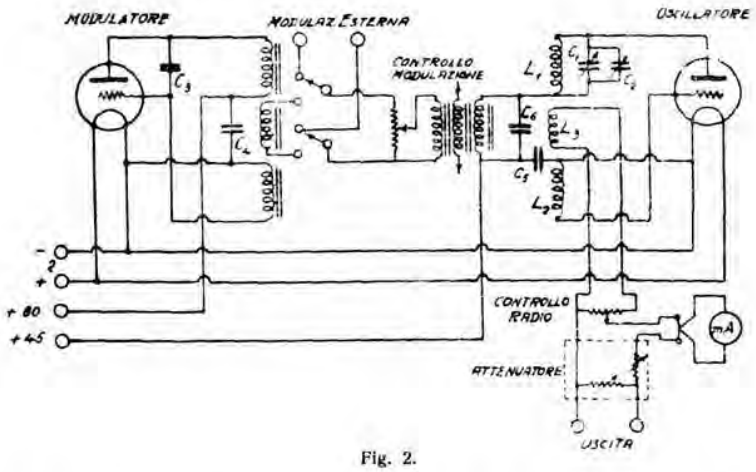


Fig. 2.

attenuatore ohmico tarato e controllato da uno strumento a coppia termoelettrica. La modulazione può essere fatta a mezzo di una sorgente esterna, oppure mediante un oscillatore acustico a triodo tarato e controllato, a sua volta, in modo che la tensione alla uscita sia conosciuta in tutte le sue caratteristiche.

2° *Generatore di frequenza acustica.* Questo generatore potrà avere soltanto la frequenza di 400 periodi per secondo. Per la prova di purezza però è necessario che esso possa produrre anche altre frequenze comprese nella gamma $30 \div 10.000$ cicli per sec. Le frequenze originate da tale generatore saranno possibilmente esenti da armoniche. In ogni caso, dell'energia resa, solo il 5 % potrà essere dissipata nelle armoniche stesse. Il generatore di

frequenza acustica sarà regolato in modo da consentire la modulazione delle frequenze emesse dal generatore a radiofrequenza a diverse percentuali, comprese tra il 3 ed il 100 per cento. Sarà opportuno che il grado di modulazione sia stabile, cioè che una volta regolato il complesso esso non vari al variare della frequenza di modulazione e della radiofrequenza. Il controllo sarà fatto con il modulometro.

3° *Modulometro.* Questo apparecchio è destinato alla misura del grado di modulazione. Esso sarà di tipo adatto.

Il modulometro dell'Istituto R. T. è pure di costruzione della General Radio Co.. Esso è indicato nella figura 3.

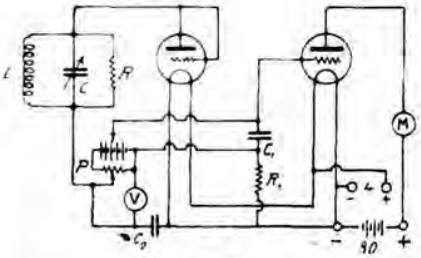


Fig. 3.

La tensione a radiofrequenza di cui si vuol conoscere il grado di modulazione viene applicata al circuito oscillante di entrata *L C*, sul quale è derivata una resistenza *R* per appiattire la curva di risonanza ed evitare la soppressione delle onde laterali. La corrente ottenuta è rettificata da un diodo ed amplificata da un triodo che alimenta il milliamperometro *M*. Se non vi è corrente nel circuito *L C*, il milliamperometro segna la corrente di riposo del triodo.

Applicando il campo da misurare si ha una variazione di corrente proporzionale all'ampiezza media, cioè a quella della corrente portante non modulata. Registrata questa deviazione, s'introduce, per mezzo del potenziometro *P* (che prima era tenuto a zero) una f. e. m. continua nel circuito del diodo e si regola fino ad annullare la variazione letta nel milliamperometro *M*. Per il noto principio del voltmetro di massimo, la f. e. m. continua così introdotta, risulta proporzionale al massimo della tensione. Detta E_m la f. e. m.

necessaria per annullare la variazione di M quando il campo è modulato, ed E_p quando non lo è, si ha, notoriamente, il grado di modulazione: $g_m = \frac{E_m - E_p}{E_p}$.

4° *Misuratore dell'energia irradiata.* A seconda dell'accoppiamento fra il generatore a radiofrequenza ed il radioricevitore da collaudare, il misuratore dell'energia irradiata sarà di tipo adatto.

5° *Traslatore di energia.* Il traslatore d'energia è destinato al trasferimento dell'energia irradiata dal generatore di radiofrequenza all'organo captatore dall'apparecchio in collaudo. Esso potrà essere:

I° - ad accoppiamento induttivo, cioè formato da una induttanza alimentata dal generatore a radiofrequenza che si accoppia,

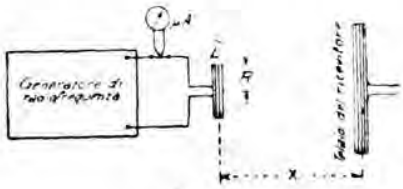


Fig. 4.

induttivamente, ed in modo lasco con il telaio del radioricevitore (se questi ne è provvisto) oppure con l'induttanza di 20 microhenry dell'aereo fittizio (cfr. n. 11) applicata al radioricevitore medesimo.

In tal caso le due induttanze dovranno costituire un accoppiatore tarato con la precisione dell'uno per cento.

a) Se il ricevitore ha un telaio proprio, allora si accoppia la prima bobina del traslatore a mutua induzione con il telaio dell'apparecchio (fig. 4), avendo cura che gli assi della bobina e del telaio coincidano. L'intensità del campo da applicare all'apparecchio in esame è regolata variando la distanza X alla quale si trovano i centri dei due avvolgimenti ed eventualmente anche l'angolo che l'asse del telaio forma con la congiungente il suo centro e quello della bobina L.

L'intensità del campo è misurata allora da:

$$\varepsilon = \frac{18850 \cdot N \cdot R^2 \cdot I}{(A^2 + X^2)^{\frac{3}{2}}} \cos \beta \quad (\mu V/m)$$

dove: N è il numero delle spire della bobina L; R il raggio della bobina in cm.; I la corrente della bobina L espressa in microampere; X la distanza in cm fra il centro della bobina L ed il centro del telaio; β l'angolo (se esiste) formato dall'asse del telaio con la linea congiungente il centro del telaio stesso con quello della bobina L (1).

b) Se il ricevitore non ha antenna propria, si collega la bobina di 20 μH del traslatore ai serrafili d'ingresso dell'apparecchio in prova disponendovi in serie una resistenza antinduttiva di 25 ohm e una capacità di 200 $\mu\mu F$ (cfr. n. 12) secondo lo schema della figura 5.

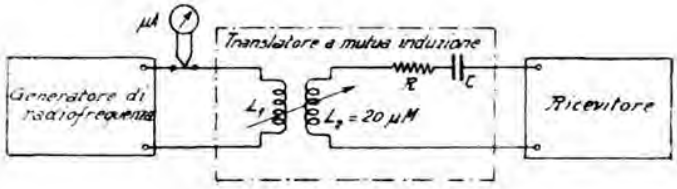


Fig. 5.

In tal caso l'intensità del campo applicato al ricevitore è portata al valore richiesto variando l'accoppiamento fra L_1 ed L_2 (accoppiamento che si rileva da una curva di taratura preventiva la quale dovrà fornire in funzione dell'angolo fatto dalla bobina L_1 il coefficiente d'induzione mutua M). L'intensità di campo applicata al ricevitore è definita, in tal caso, da:

$$\varepsilon = \frac{2\pi f M I}{h} \quad (\mu V/m)$$

dove: f è la frequenza portante in kc/s; M è il coefficiente di mutua induzione fra L_1 ed L_2 in mH; I la corrente che attraversa L_1 in μA; $h = 4$ metri l'altezza efficace dell'aereo fittizio (aereo da sostituire anche a quello reale - nel caso che vi sia - dell'apparecchio in prova);

(1) Il campo totale agente sul radioricevitore risulta quindi $\varepsilon\, h_m = E(\mu V)$; essendo h_m l'altezza efficace del telaio.

II° - ad attenuatore tarato del tipo a resistenza antinduttiva che termina in una bassa impedenza di valore noto (generalmente di circa 1 ohm).

Questo attenuatore, da disporre in serie con il telaio dell'apparecchio in prova, sarà costruito in modo che i singoli rapporti di attenuazione risultino indipendenti dalla frequenza entro i limiti della gamma dell'apparecchio in esame. Esso dovrà permettere una variazione continua di tensione. È consigliabile che la variazione sia effettuata prima in settori e poi in modo continuo nell'ambito di un solo settore.

La gamma dei rapporti di attenuazione sarà tale che, data la corrente erogata dal generatore a radiofrequenza, si possa applicare all'apparato in prova una tensione qualsiasi compresa fra 1 e 200.000 μV/m.

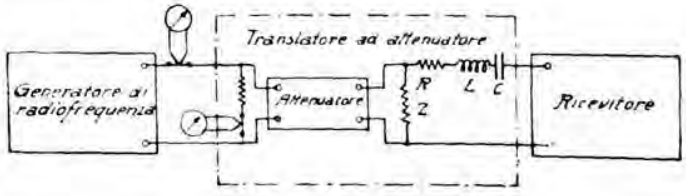


Fig. 6.

Il circuito relativo al traslatore ad attenuatore è indicato nella figura 6. Esso è collegato ai serrafili d'ingresso dell'apparecchio attraverso una resistenza R avente in serie una capacità di 200 $\mu\mu F$, una induttanza di 20 μH (cfr. n. 11) e un'impendenza z in parallelo. L'intensità di campo da applicare all'apparecchio sarà portata al valore richiesto regolando opportunamente l'attenuatore. La regolazione sarà fatta in base alla corrente d'ingresso oppure in funzione della caduta di tensione che si verifica ai suoi morsetti d'ingresso.

Nel primo caso l'intensità di campo applicata all'apparecchio è:

$$\varepsilon\ (\mu V/m) = \frac{K\,Z\,I}{h}$$

dove: K è il fattore d'attenuazione; Z l'impedenza del dispositivo d'accoppiamento in ohm; I la corrente che entra nell'attenuatore espressa in microampere; h l'altezza dell'aereo fittizio eguale a 4 metri.

Nel secondo caso, invece, risulta:

$$\varepsilon\ (\mu V/m) = \frac{K\,V}{h}$$

in cui: K è il fattore d'attenuazione; V la tensione d'ingresso in μV; h l'altezza dell'aereo fittizio eguale a 4 metri.

6° *Filtro.* Se il ricevitore in prova non è provvisto di dispositivo atto a separare la componente continua da quella alternata, per la misura della potenza resa all'uscita, sarà necessario usare un filtro separatore che opponga una resistenza considerevole alla corrente continua ed un'impedenza trascurabile alla corrente di frequenza acustica.

Il dispositivo consigliato è quello della figura 7 in cui l'induttanza L sarà di almeno 100 μH ed il condensatore C di capacità

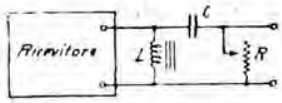


Fig. 7.

non inferiore ad 8 μF. La resistenza antinduttiva R, detta di carico, sarà tarata per una gamma compresa fra 1 e 100.000 ohm e sarà costituita in modo da dissipare all'occorrenza almeno un watt, in ogni condizione di regolazione. In generale la resistenza R deve essere regolata a seconda delle caratteristiche del tubo di uscita del radioricevitore. Si fa di solito R uguale alla resistenza interna del tubo medesimo d'uscita, onde avere una potenza resa di 0,05 watt.

Se il ricevitore è provvisto di dispositivo atto ad eliminare la componente continua all'uscita, allora si dovrà omettere il filtro; si dovrà tuttavia disporre sempre la resistenza di carico all'uscita del radioricevitore in prova.

7° *Voltmetro a valvola.* Per la misura dell'energia resa alla uscita del radioricevitore in esame, s'impiegherà un voltmetro a valvola o dispositivo equivalente, per l'esatta valutazione della tensione efficace di uscita del radioricevitore.

Il dispositivo completo degli apparecchi destinati alla misura della potenza resa è indicato nella figura 8.

La tensione ai capi di R misurata dal voltmetro a valvola, dovrà essere di:

$$V_h = \sqrt{0{,}05\ R}$$

e ciò per ottenere la potenza in watt di 0,05: essendo

$$P\ (\text{watt}) = \frac{V_h^2}{R}\ .$$

Se all'uscita di un radioricevitore si verificassero delle tensioni variabili estranee al segnale, come può avvenire per gli apparecchi alimentati con corrente alternata, e se tali tensioni fos-

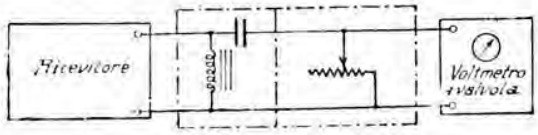


Fig. 8.

sero dello stesso ordine di grandezza della tensione fissata per la potenza resa normale, la tensione misurata dal voltmetro a valvola ai capi di R dovrebbe considerarsi come la somma di due grandezze vettoriali: V_1 (che caratterizza la tensione variabile estranea) e V_2 (che caratterizza quella dovuta al segnale):

$$V_h = \sqrt{V_1^2 + V_2^2}$$

Per la prova di sensibilità sarà sufficiente che il voltmetro sia tarato per una gamma compresa fra 10 e 20 volt. Per la prova di fedeltà, invece, e per altre prove successive, il voltmetro a valvola dovrà permettere una esatta lettura anche per valori molto diversi dai suddetti.

26. - PROVA DI REGOLARE FUNZIONAMENTO. Essa tende ad accertare che il radioricevitore in esame sia in efficienza. Viene effettuata applicando all'apparecchio in prova le tensioni di alimen-

tazione prescritte, l'aereo proprio (se l'apparecchio ne è provvisto) oppure l'aereo fittizio indicato al n. 11, e ricevendo l'emissione di un generatore di radiofrequenza modulata, disposto a conveniente distanza.

27. - PROVA DI SCOTIMENTO. La prova di scotimento ha lo scopo di accertare che il radioricevitore in esame sia costruito solidamente e che i vari organi e relativi collegamenti siano montati a perfetta regola d'arte così da resistere agli urti e alle scosse cui può essere soggetto tanto nel trasporto quanto nell'impiego.

Tale prova si effettua fissando solidamente l'apparecchio ad una piattaforma mobile, alla quale a mezzo di opportuni congegni maccanici viene impressa una serie di bruschi movimenti di va e vieni e di sali e scendi. La durata della prova dovrà fissarsi, tipo per tipo, nelle condizioni tecniche contrattuali.

Dopo tale prova il radioricevitore deve essere sottoposto di nuovo alla prova di regolare funzionamento (cfr. n. 26). Qualora questa risulti negativa, il radioricevitore sarà rifiutato senza, peraltro, compiere ulteriori prove.

Tale prova potrà essere soppressa per i radioricevitori destinati ad impianti fissi, comprendenti in questi anche gli impianti delle navi. Essa acquista invece particolare importanza per i radioricevitori portatili, someggiati, autotrasportabili, come i posti r. t. militari del tipo campale. Per questi ultimi la prova di scotimento sarà fatta su tutti i radioricevitori della partita. Saranno rifiutati quelli non corrispondenti alla prova se in numero inferiore al 50 per cento della partita. Sarà rifiutata tutta la partita se il numero supera di 3 il 50 per cento ($50\,\% + 3$).

28. - VERIFICA DELLA GAMMA DI FUNZIONAMENTO. La gamma di funzionamento sarà dedotta dai grafici di taratura o curve di sintonia le quali, se sono fornite con il ricevitore, saranno verificate; in caso contrario saranno costruite ex nuovo. Per tale operazione s'impiegherà un generatore standardizzato di radiofrequenza modulata, e si rileveranno le frequenze o le lunghezze d'onda in funzione delle graduazioni degli organi d'accordo.

Per ogni organo di accordo si otterrà una diversa curva di sintonia.

29. - VERIFICA DELL'ACUTEZZA DI SINTONIA. L'acutezza di sintonia sarà dedotta dai grafici suddetti caratterizzanti la frequenza in funzione della posizione degli organi di controllo; e poichè, in generale, la posizione dell'organo di controllo è indicata su di un quadrante graduato in scala centesimale, l'acutezza di sintonia sarà data (cfr. n. 17) da:

$$\frac{\Delta f}{\Delta \theta} .$$

L'acutezza di sintonia di un radioricevitore potrà avere un valore per ogni organo di accordo, costante su tutta la gamma di sensibilità, oppure potrà avere diversi valori costanti per le diverse sezioni della gamma (se esistono).

L'acutezza di sintonia potrà avere, invece, un valore diverso nelle diverse posizioni dell'organo di controllo. In questo caso si potrà tener conto del solo valore massimo. Negli apparati con più di un organo di controllo riguardante l'accordo, si avrà, in generale, per ognuno di essi un diverso valore dell'acutezza di sintonia.

Per quei ricevitori che avessero, oltre ai comuni organi di regolazione della sintonia, anche dei comandi supplementari con dispositivo a demoltiplica, vernieri ecc, dovrebbe rilevarsi l'acutezza di sintonia anche rispetto a detti organi supplementari.

Tutti i valori dell'acutezza di sintonia così desunti saranno annotati sul collaudo, e sarà controllato che essi siano compresi nei limiti prescritti dalle condizioni contrattuali.

30. - PROVA DI SENSIBILITÀ. La prova di sensibilità consterà di due determinazioni:

a) della determinazione quantitativa della sensibilità (cfr. n. 13);

b) della verifica dell'uniformità di sensibililà (cfr. 15).

Per la determinazione quantitativa della sensibilità si adotterà il procedimento che segue.

Collegato il ricevitore da collaudare con l'attrezzamento di prescrizione (cfr. n. 25), si applicherà all'aereo reale o fittizio una tensione a radiofrequenza modulata al 30 per cento con frequenza acustica di 400 periodi per secondo.

Si misureranno le intensità di campo corrispondenti alla potenza d'uscita normale per diverse frequenze portanti comprese

nella gamma di funzionamento dell'apparecchio. Si riporteranno tali intensità come ordinate (in scala lineare o logaritmica) in un diagramma cartesiano nel quale i valori delle ascisse (in scala lineare) saranno le frequenze portanti.

Si otterrà così la caratteristica di sensibilità dell'apparecchio in collaudo. Tale caratteristica dovrà risultare, il più possibile, prossima ad una retta parallela all'asse delle ascisse.

Come misura quantitativa della selettività si potrà assumere il valore dell'ordinata media della curva suddetta, adottando come unità di misura il microvolt per metro.

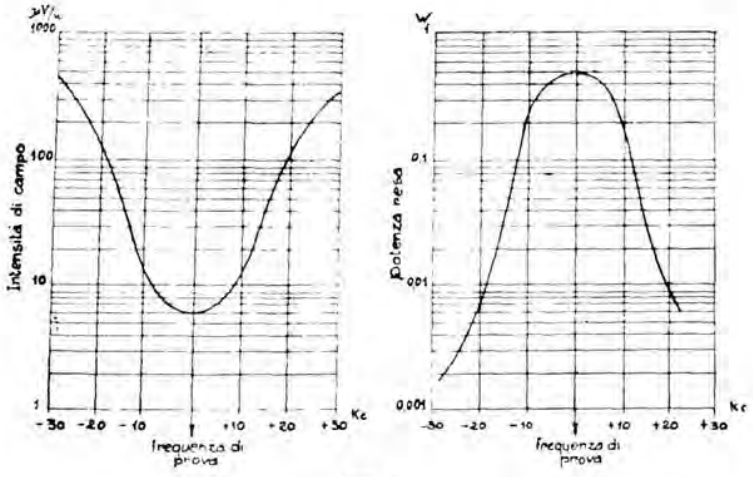
31. - UNIFORMITÀ DI SENSIBILITÀ. Tenuto conto del contenuto del n. 15, dall'esame delle caratteristiche di sensibilità, ottenuto come è detto al precedente n. 30, si potrà dedurre un giudizio sull'uniformità di sensibilità. Per un ricevitore di uniforme sensibilità, la caratteristica suddetta si potrà assimilare ad una retta orizzontale.

Come misura quantitativa dell'uniformità di sensibilità sarà assunto il valore percentuale del rapporto fra l'ordinata minima e e l'ordinata massima della caratteristica suddetta.

32. - PROVA DI SELETTIVITÀ. La selettività di un radioricevitore (cfr. n. 16) non può essere espressa quantitativamente in modo assoluto per un qualunque apparecchio, ma deve essere valutata diversamente a seconda dell'uso a cui è destinato il radioricevitore in relazione ai valori delle intensità di campo delle radioemissioni che si vogliono separare. Essa verrà, caso per caso, specificata nelle condizioni tecniche contrattuali, e nelle prove di collaudo sarà verificata con esame particolare delle curve di selettività tracciate in funzione delle tre seguenti grandezze variabili: frequenza (f), intensità di campo (ε), potenza resa (ω).

Si potranno tracciare due tipi di curve di selettività e precisamente: quella che rappresenta la variazione dell'intensità di campo in funzione della frequenza per la potenza normale di uscita (cfr. n. 9) e quella che rappresenta la variazione della potenza di uscita in funzione della frequenza per la intensità di campo normale (cfr. n. 10). Si avranno così due curve che avranno, in generale, l'aspetto della figura 9.

Si potrà indicare la selettività richiesta da un apparecchio destinato ad un determinato servizio con l'attenuazione espressa in decibel della curva di selettività a intensità di campo co-



(a) Fig. 9. (b)

Caratteristiche di selettività con potenza resa costante.

Caratteristiche di selettività con intensità di campo costante.

stante ($p = \varphi(f)$) per una differenza di frequenza Δf espressa in chilocicli/s rispetto alla frequenza di prova corrispondente all'ordinata massima della curva; oppure con l'aumento, espresso sempre in decibel della curva di selettività a potenza resa costante ($\varepsilon = \varphi(f)$) per una differenza di frequenza Δf espressa in chilocicli/s, rispetto alla frequenza di prova corrispondente all'ordinata minima della curva.

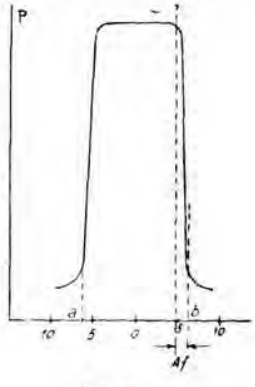


Fig. 10.

In tal modo la selettività risulterà caratterizzata dalla pendenza del tratto di curva della figura 10 e potrà essere elevatissima anche se lo spettro di frequenze, a cui il ricevitore è contemporaneamente sensibile, sia abbastanza esteso. Tale definizione della selettività corrisponderà ugualmente bene sia al caso della figura 9(a) sia al caso della figura 9 (b).

Affinchè siano facilmente confrontabili le curve rese da ricevitori diversi sarà opportuno che nei grafici si riportino come ordinate i rapporti:

$$\frac{\text{int. di campo alla dissonanza}}{\text{int. di campo normale alla risonanza}},$$

nel caso che le curve siano a potenza resa costante; oppure:

$$\frac{\text{potenza resa alla dissonanza}}{\text{potenza resa normale alla risonanza}},$$

nel caso che si tratti di curve ad intensità di campo costante (intensità di campo normale).

Delle caratteristiche di selettività di un radioricevitore ne dovranno essere rilevate tante quante sono le frequenze di prova. Le curve dovranno essere prolungate fino a coprire una gamma di 30 chilocicli/s a destra e a sinistra della frequenza di prova e dovranno potersi leggere con un'esattezza del 5 per cento, la quale è sufficiente per le ordinarie prove di collaudo.

Nelle applicazioni militari, la selettività è considerata più importante della sensibilità, poichè interessa disporre del maggior numero di canali possibili e contemporaneamente attenuare al massimo i disturbi provocati dal nemico.

In generale, si può ritenere che il ricevitore sia tanto meno disturbato per quanto più sordo e selettivo. Di conseguenza, il progettista di apparati militari si dovrà preoccupare molto più della selettività anzichè della sensibilità. La sensibilità, per contro, deve essere tenuta in considerazione soltanto negli apparecchi destinati alla intercettazione.

(continua)

dott. ing. DONATO GILIBERTI
capitano del genio

dott. ing. FRANCO GALOTTI
capitano del genio

RECENSIONI

Lo studio dei trasmettitori modulati in ampiezza e frequenza. (Die Untersuchungamplitude-und frequenzmodulierter Sender). W. RUNGE. *Elektrotechnische Zeit.*, v. 52, n. 43, 22 ott. 1931, pp. 1322-1323, fig. 3.

Apparecchiatura per lo studio della distorsione e della modulazione di frequenza e di fase che accompagnano la modulazione telefonica. L'ampiezza delle componenti della frequenza modulata può essere misurata separatamente secondo il procedimento Gruetzmacher.

Sulla possibilità di eliminare i disturbi alle radio audizioni causati da interruttori elettrici. (Ueber eine Moeglichkeit Rundfunkstoerungen zu unterdrueken ecc). K. HEINRICH. *Elektrotechnische Zeit.*, v. 52, n. 44, 29 nov. 1931, pp, 1358-1359, fig. 6.

Proprietà delle lampade ad incandescenza, del tipo usato nelle insegne luminose, di aumentare la resistenza del filamento in relazione alla temperatura di funzionamento; sua utilizzazione come mezzo per eliminare i radio disturbi.

Su un nuovo equipaggiamento elettrico per la misura di piccoli spostamenti. (Ueber eine neue Einrichtung zur messung kleiner Verschiebungen). S. REISCH. *Zeit. fuer Hochfrequenztechnik*, v. 38, n. 3, sett. 1931, pp. 101-111, fig. 15.

Breve analisi critica dei noti micrometri elettrici e descrizione di un nuovo metodo per la misura capacitativa degli spostamenti; equipaggiamento sperimentale; applicazioni del metodo di misura degli spostamenti basato sulla variazione di capacità.

Ricerche sulla rettificazione anodica. (Untersuchungen ueber Anodegleichrichtung). G. ULBRICHT. *Zeit. fuer Hochfrequenztechnik*, v. 38, nn. 3 e 4, sett. e ott. 1931, pp. 111-115 e 136-144, fig. 26.

Le rare pubblicazioni relative a misure quantitative si riferiscono in generale alla parte inferiore della caratteristica. E' qui studiata la rivelazione su altre sezioni della curva, sperimentate da Barkhausen.

L'impiego del sistema a banda unica nella tecnica delle onde corte. (Die andwendung des Ein-Seitenband in der Kurswellentechnik). *Zeit. fuer Hochfrequenztechnik*, v. 38, n. 4, ott. 1931, pp. 148-153, fig. 4.

Discussione dettagliata degli esperimenti effettuati tra Trappes (Parigi) e Madrid, da parte della soc. «Le matériel téléphonique» e della Internat. teleph. and telegr. labor. in cooperazione con le autorità spagnole.

Lo stato attuale delle ricerche nel campo delle cellule fotoelettriche nei riguardi delle loro applicazioni pratiche. (Der gegenwaertige Stand der Forschung auf dem Gebiete der lichtelektrischen Zellen ecc). F. SCHROETER. *Licht und Lampe*, v. 20, nn. 4 e 5, 19 febb. e 5 marzo 1931, pp. 63-67, 79-82, fig. 27.

Caratteristiche generali. Azione fotoelettrica nei gas secondo Penning. Cellule Schottky, Lange, Pressler. Curve caratteristiche. Uso in televisione ecc. Inerzia, sensibilità spettrale. Tipi.

Sul problema della radiodiffusione ad onde ultracorte. (Zur Frage des Ultrakurzwellen-Rundfunks). F. SCHROETER. *Elektrische Nachr. Technik*, v. 8, n. 10, ott. 1931, pp. 431-436, fig. 6.

Discussione teorico-matematica delle possibilità della radiodiffusione ad onde ultracorte, basata sui risultati dei recenti esperimenti effettuati a Berlino.

Nuovo metodo di misura per la determinazione del grado di modulazione dei trasmettitori radiotelefonici. (Neue Messmethode zur Bestimmung des Modulationsgrades von Telephoniesender). J. KAMMERLOHER. *Elektrische Nachr. Techn.*, v. 8, n. 10, ott. 1931, pp. 458-462, fig. 5.

Il metodo descritto impiega un tubo di Braun ed uno speciale multivibratore. Esempi di applicazioni pratiche.

Eliminazione delle armoniche nei trasmettitori a valvola. (Elimination of Harmonics in Valve Transmitters). Y. KUSUNOSE. *Nat. Research Council Japan Reports*, v. 1, n. 2, ag. 1931, pp. 151-155, fig. 3.

Stato attuale della tecnica; metodo semplice per l'eliminazione della più forte delle armoniche; un circuito in risonanza, in parallelo, con frequenza leggermente inferiore a quella della armonica da eliminare, è connesso al circuito di placca e accoppiato al principale circuito oscillante. Il metodo è risultato teoricamente e sperimentalmente efficace.

Radiotelefonia ad onde ultracorte. (Radio Telephony by ultra short Waves), S. UDA. *Nat. Research Council Japan Reports*, v. 1, n. 2, agosto 1931. pp. 203-205, fig. 2.

In precedenti esperimenti con onde di un decimetro, il trasmettitore ed il ricevitore erano di costruzione differente, così che, nella comunicazione in due sensi, erano necessari due apparecchi differenti. Ora gli apparecchi sono stati molto perfezionati e servono contemporaneamente per la trasmissione e per la ricezione.

Direttore responsabile: Prof. G. VANNI

ESERCITO E NAZIONE

:: :: RIVISTA PER L'UFFICIALE ITALIANO :: ::

:: :: :: (IN SERVIZIO ATTIVO ED IN CONGEDO) :: :: ::

TECNICA MILITARE VOLGARIZZATA - STORIA - ARTE - ECONOMIA, ecc.
Rubriche fisse: AVVENIMENTI DEL MESE - NOTIZIARIO MILITARE ESTERO - NOTE BIBLIOGRAFICHE - CORRISPONDENZA COI LETTORI - SPIGOLATURE

Direttore: **ALBERTO BALDINI**

Esce in fascicoli mensili riccamente illustrati di circa 100 pagine.

Prezzo di ogni fascicolo { In Italia e Colonie . L. 4,50 / All'Estero . . . . L. 12,00

ABBONAMENTI PER L'ANNO 1931 (1)

Italia e Colonie . L. 22,00 | Estero . . . . L. 60,00

DIREZIONE ed AMMINISTRAZIONE - Via Napoli (PALAZZO DEL MINISTERO DELLA GUERRA) - ROMA

(1) Aggiungere L. 1 per la quietanza e relativa tassa di previdenza giornalistica (come da disposizioni di legge).

RIVISTA D'ARTIGLIERIA E GENIO

PERIODICO MILITARE MENSILE ILLUSTRATO

Direzione: Via degli Astalli, N. 15 - Roma (117)

Telefoni: Soc. Tel. Tirrena 64 200; militare 2129 — C/c Postale 1/8447

CONDIZIONI DI ABBONAMENTO PER IL 1931-IX

(LXX ANNATA)

Comandi, uffici, circoli, enti militari	L.	**30,00**
Ufficiali ed assimilati	»	**24,00**
Non militari, in Italia e Colonie	»	**50,00**
Estero	»	**75,00**

Ogni fascicolo separato: in Italia L. **6**, all'estero Lit. **12**; doppio L. **10**, all'estero Lit. **18**.

Per la spedizione all'indirizzo privato, aggiungere L. **1** per ogni fascicolo separato o L. **6** per tutta l'annata.

N.B. - Ai prezzi sopra indicati viene concessa la riduzione del 10% solo per l'interno del Regno.

rale
oma

RIVISTA AERONAUTICA

Pubblicazione mensile illustrata
del
MINISTERO DELL'AERONAUTICA

Contiene studi originali di guerra aerea e di aerotecnica, ampie informazioni sul movimento aeronautico internazionale nel campo militare, scientifico e commerciale, e numerose recensioni.

Prezzo di abbonamento per l'Italia e Colonie L. 50
» » » » l'Estero. . . . » 150
Un numero separato per l'Italia . . . . . » 10
» » » » l'Estero. . . . . » 20

ROMA — MINISTERO DELL'AERONAUTICA — ROMA

Anno 11° - N. 2. Marzo-Aprile 1932 - A. X.

ISPETTORATO DELL'ARMA DEL GENIO

DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

BIBLIOTECA NAZ. ROMA

Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito

SOMMARIO:

G. VANNI - Le teorie delle radiazioni luminose, corpuscolari ed elettromagnetiche *(continuazione e fine).*

D. GILIBERTI, F. GALOTTI - Proposte di norme di collaudo dei radioricevitori e dei radiogoniometri *(continuazione e fine).*

H. STRAUBEL - Modi di vibrare e coefficiente di temperatura dei piezoscillatori *(continua).*

— - Recensioni.

Condizioni per l'anno 1932

(Volume di oltre 240 p.)

Nel Regno d'Italia e Colonie

Abbonamento . . . . . L. 12
Un numero separato . . . . . » 3
Abbonamento ridotto per ufficiali e assimilati » 8

Nei paesi dell'Unione postale

Abbonamento . . . . . Franchi oro 10
Un numero separato . . . . . » » 2

Inviare l'importo a mezzo vaglia alla DIREZIONE DELL'ISTITUTO R. T. ED E. DEL GENIO MILITARE - Viale Mazzini, N. 8 — ROMA (149).

Roma, Tipo-Lit. Off. Mil. di R.T. ed E.

:: La direzione del **Bollettino** non risponde delle opinioni espresse dagli autori che abbiano firmato o contrassegnato i loro scritti. :: :: :: :: :: :: :: ::

:: I manoscritti non si restituiscono. :: :: :: ::

:: Gli articoli pubblicati vengono retribuiti. Ogni autore ha inoltre diritto a **25** copie gratuite di estratti, se trattisi di articoli inediti, e a **10** negli altri casi; volendone maggiore quantitativo, l'Autore dovrà comunicarlo tempestivamente, e le copie in più saranno conteggiate al costo di stampa. :: :: :: :: :: :: :: :: ::

Anno 11° - N. 2. Marzo-Aprile 1932 - A. X.

ISPETTORATO DELL'ARMA DEL GENIO
DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito

Diretto dal Prof. G. VANNI

Le teorie delle radiazioni luminose, corpuscolari ed elettromagnetiche.

(Continuazione e fine, vedi fasc. 1, 1932)

SOMMARIO. — *Questo lavoro pubblicato, nel maggio testé decorso, nel volume "Dati e Memorie delle radiocomunicazioni" (Consiglio Nazionale delle Ricerche, 1931-X), viene qui riprodotto con aggiunte e modifiche destinate, sia a meglio chiarirne i concetti fondamentali, sia a metterlo al corrente dei recentissimi progressi realizzati, specialmente dal Marconi, nel campo delle onde corte. Progressi che, oltre ad avere capitale importanza per le applicazioni di cui sono capaci, contribuiscono a rendere più sentite le analogie fra le vibrazioni luminose e quelle elettromagnetiche. La esposizione dello sviluppo e delle ragioni di queste analogie costituiscono lo scopo essenziale del lavoro, nel quale si cerca altresì di dare un'idea del nuovo indirizzo che la Fisica moderna ha dato alla dottrina delle radiazioni.*

14. VELOCITÀ DELLA LUCE. — Si era ritenuto dagli antichi e altresì da Cartesio (1596-1650) e da Hooke (1635-1703) che la propagazione della luce fosse istantanea. L'esperienza dimostra invece (e fu Roemer il primo a fare l'importante scoperta) che la luce impiega un certo tempo per propagarsi da un luogo in un altro, vale a dire che ha una velocità *finita* di propagazione.

Questa velocità è, però, così grande e il tempo impiegato a percorrere distanze anche notevoli sulla superficie della terra così piccolo, che si comprende come avesse potuto ritenersi istantanea la propagazione della luce.

Galileo (1564-1642) (20) indicò per il primo un metodo per decidere la questione, e misurare la velocità in parola su percorsi di non grande lunghezza. Questo metodo, quantunque esatto in principio, non dette risultati attendibili, a causa della imperfezione dei mezzi di cui si disponeva, ai tempi di Galileo, per misurare piccoli intervalli di tempo.

È noto dalla fisica generale che, nel 1676, l'astronomo danese Roemer, utilizzando le eclissi dei satelliti di Giove, potè determinare il tempo che impiega la luce a percorrere il diametro dell'orbita terrestre. Col valore oggi ammesso per tale diametro, il metodo di Roemer fornisce, per la velocità della luce nel vuoto, il valore $c = 299.800$ km sec. Il risultato di Roemer fu confermato, più di un secolo dopo, da Bradley il quale, utilizzando il fenomeno della aberrazione delle stelle da lui scoperto nel 1728, fu condotto al valore $c = 299.500$ km/sec. poco diverso dal precedente.

Fizeau, nel 1849, utilizzando il metodo della ruota dentata e Foucault nel 1850, col metodo dello specchio rotante, furono i primi a misurare la velocità della luce operando sulla superficie terrestre, a brevi distanze, di alcune decine di chilometri; naturalmente con questi metodi si ottenne, a differenza dei metodi astronomici, la velocità della luce *nell'aria;* per dedurne la velocità della luce *nel vuoto*, bisogna moltiplicare la velocità trovata, per l'indice di rifrazione dell'aria della bassa atmosfera nelle condizioni ordinarie, indice che è prossimo a 1.0003.

È da notare che il metodo di Foucault permette anche di misurare la velocità della luce in un tubo ripieno di acqua: e fu così che, contrariamente a quello che si riteneva fondandosi sulla autorità di Newton e sulle conseguenze della teoria della emissione, si dimostrò sperimentalmente che *la luce si muove nell'acqua con minore velocità* che nell'aria o nel vuoto, risultato di capitale importanza, in conseguenza del quale, dal 1850 in poi, fu abbandonata dai fisici la teoria della emissione.

È da osservare, però, che le misure fatte col metodo della

ruota dentata di Fizeau sono, a causa delle gravi difficoltà pratiche che presenta la realizzazione effettiva dei dispositivi, poco concordi, variando esse da un minimo di 298.880 km/sec. ad un massimo di 315.000 km/sec; la media aritmetica di tali misure, presentate da alcuni autori come il valore più probabile, ha quindi valore *assai scarso*, per non dire nullo (21). Molto più concordi sono le misure fatte, col metodo di Foucault dello specchio rotante, dai due astronomi americani Newcomb e Michelson. Ciò si vede nella seguente tabella ove sono riportati i risultati ottenuti per la cercata velocità della luce nel vuoto (velocità che indicheremo con c). Tali valori sono espressi in *megametri* a secondo (Mm/s) essendo 1 megametro = 1000 chilometri.

Newcomb (1882) . . . . . c = 299,860 Mm/s $\pm$ 50 km/s
Michelson (1902) . . . . . c = 299,910 Mm/s $\pm$ 50 km/s
Michelson (1924) . . . . . c = 299,820 Mm/s $\pm$ 15 km/s
Michelson e Pearson (1926). . c = 299,796 Mm/s $\pm$ 4 km/s

Tenendo conto dei risultati precedenti, si conclude che il valore oggi più attendibile della costante c (velocità della luce nel vuoto) è:

$$c = 299{,}8 \text{ Mm/s} = 2{,}998 \times 10^{10} \text{ cm/s.}$$

Questo valore coincide con quello dedotto dalla teoria elettromagnetica della luce del Maxwell, (§ 7) secondo cui vi è identità tra un'onda luminosa ed un'onda elettromagnetica e la velocità con cui si propaga un'onda luminosa, nel vuoto, è numericamente eguale al rapporto v delle unità elettromagnetica ed elettrostatica di carica elettrica. I valori di c e di v considerati oggi come più attendibili sono:

(Velocità della luce nel vuoto) Michelson-Pearson (1926):

$$c = 2{,}998 \times 10^{10} \text{ cm/s}$$

Rapporto della unità e. m. ed e. s. di carica (Rosa-Dorsey, 1907):

$$v = 2{,}997 \times 10^{10} \text{ cm/s}$$

ciascuna delle misure essendo approssimata a meno di 1 su 10000 almeno.

15. RELAZIONE TRA FREQUENZA E VELOCITÀ DI FASE. — È noto che una oscillazione di periodo T, ben determinato, è caratterizzata dalla sua frequenza $f = \frac{1}{T}$ vale a dire dal numero di periodi a secondo. Tale frequenza si considera come una proprietà caratteristica *intrinseca* della vibrazione, giacchè si ammette che essa non cambi quando varia il mezzo in cui la vibrazione ha luogo. Se la oscillazione è capace di generare, in un dato mezzo, un'onda di ampiezza costante, e se la velocità v con la quale si propaga una condizione o fase qualunque della oscillazione (velocità di fase), è costante, vale a dire l'onda si propaga con moto uniforme, la distanza che separa due condizioni identiche del moto, quali p. es., quelle rappresentate dalle due ordinate OA, $O'A'$, della fig. 8, determina la *lunghezza d'onda* nel mezzo considerato; fra le grandezze ora indicate, esiste la nota relazione:

$$\lambda = v\,T \quad \text{ovvero, essendo,} \quad T = \frac{1}{f}, \quad \lambda = \frac{v}{f} \qquad [1]$$

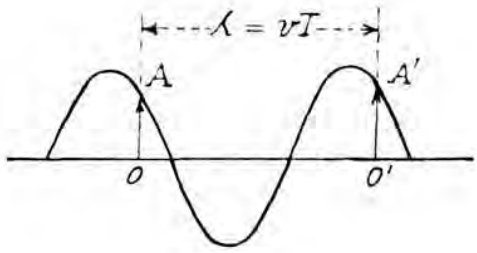


Fig. 8.

Si vede come la lunghezza d'onda non sia una quantità caratteristica o *intrinseca* della oscillazione, giacchè, oltre che dipendere dalla frequenza, dipende pure *dalla velocità* di propagazione del mezzo, sicchè cambiando questo, cambia pure la lunghezza nell'onda; in altre parole, λ è in generale funzione di v, e v è funzione di λ.

La velocità v che figura nella [1] è la *velocità di fase;* essa è in generale, nei mezzi dispersivi, *funzione della frequenza f,* vale

a dire variabile col colore della radiazione. Nel vuoto essa ha valore costante per tutti i colori (mezzo senza dispersione) e la velocità v delle onde luminose è una costante c che alcuni autori (Lodge) chiamano *costante dell'etere*. Chiamando dunque λ_o la lunghezza d'onda di una radiazione nel vuoto ed f la sua frequenza, si ha:

$$\lambda_o = \frac{c}{f} \qquad [2]$$

In un mezzo rifrangente (aria, acqua ecc.) in determinate condizioni e per un dato colore, esiste una costante n detta *indice di rifrazione* (§ 4) la quale è definita in base alla legge di Cartesio $\left(n = \frac{\text{sen } i}{\text{sen } r}\right)$; secondo la teoria delle ondulazioni, tale costante esprime il rapporto tra la velocità della luce c nel vuoto e la velocità v nel mezzo, per la luce considerata; si ha quindi:

$$n = \frac{c}{v} \text{ ovvero } v = \frac{c}{n} \qquad [3]$$

Tale è la relazione che lega la velocità di fase, in un mezzo dispersivo, all'indice di rifrazione n nel mezzo stesso, per la luce considerata.

Si deduce dalle [1] e [2] tenendo presente la [3].

$$\lambda = \frac{\lambda_o}{n}$$

la quale mostra che la lunghezza d'onda è caratteristica di una radiazione determinata, solo quanto questa si trova *nel vuoto;* in un mezzo più rifrangente, la lunghezza d'onda diviene minore.

È da notare che la lunghezza d'onda di alcune radiazioni è così piccola che conviene adoperare delle unità speciali per misurarla; le più comuni sono:

1° Il micron (μ) o millesimo di mm. ($1\ \mu = 10^{-3}$ mm).

2° Il millimicron ($m\mu$) o milionesimo di mm. ($1\ m\mu = 10^{-6}$ mm).

3° L'angstrom (A) eguale a un decimo di millimicron $1\ A = 0{,}1\ m\mu = 10^{-7}$ mm).

4° L'unità X (1 X) eguale a un millesimo di angstrom (1 X = = 0,001 A = 10^{-10} mm).

Le lunghezze d'onda delle radiazioni luminose si misurano oggi per mezzo di speciali metodi fondati sui fenomeni di interferenza, con un grado di precisione assai grande. La riga rossa dello spettro del cadmio è conosciuta con una precisione dell'ordine del decimilionesimo di μ ed ha il valore, nel vuoto:

$$\lambda_0 = 6438{,}469\ A = 0{,}6438469\ \mu$$

16. VELOCITÀ DI GRUPPO O DI SEGNALE. — La teoria e la esperienza dimostrano che se in un mezzo *dispersivo,* nel quale cioè la velocità di fase sia funzione della frequenza, si propagano, nella stessa direzione, due onde di lunghezza λ e $\lambda + d\lambda$ infinitamente poco differenti, aventi *velocità di fase* pure poco differenti v e $v + dv$, tali onde, interferendo fra loro, danno luogo ad un fenomeno analogo a quello acustico dei *battimenti* e costituiscono un'onda *complessa* come quella segnata in tratto continuo, nella fig. 9.

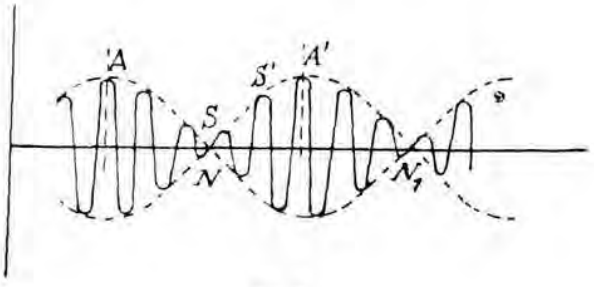


Fig. 9.

Tale onda presenta dei massimi di ampiezza come A e A' e dei minimi come $N\,N'$; tra due minimi consecutivi è compreso il cosidetto *gruppo d'onda* $N\,A'\,N'$ formato ciascuno da onde singole i cui vertici s, s' si muovono in seno al gruppo con una certa velocità v che è la *velocità di fase,* mentre i massimi di ampiezza come A, A', o i minimi, si muovono con una *velocità* u, generalmente differente da v, che è la *velocità* di ampiezza o di *gruppo.* Tale fenomeno, osservato per la prima volta da Scott Russel nelle onde

liquide (22) è stato studiato da Lord Rayleigh (23) il quale ha dimostrato che se v è la velocità di fase, la velocità u del gruppo è approssimativamente espressa da:

$$u = \frac{d\left(\frac{v}{\lambda}\right)}{d\left(\frac{1}{\lambda}\right)} = v - \lambda \frac{dv}{d\lambda} \qquad [1]$$

A questa relazione si può pervenire molto semplicemente nel modo indicato, anni sono, dallo scrivente (24).

Se, come è il caso ordinario dei mezzi dispersivi, la velocità di fase v *cresce* con la lunghezza d'onda, il termine $\frac{dv}{d\lambda}$ è *positivo* e la velocità di *gruppo* u, è *minore di* v. Tale è il caso indicato nella figura 10. Se la curva PH esprime la legge di variazione della velocità di fase v con la lunghezza d'onda, e se $v = PP'$ è la velocità corrispondente all'onda $\lambda = OP'$, la velocità di gruppo relativa al punto P è geometricamente rappresentata dal segmento OQ intercettato sull'asse Ov dalla tangente in P; giacchè si ha:

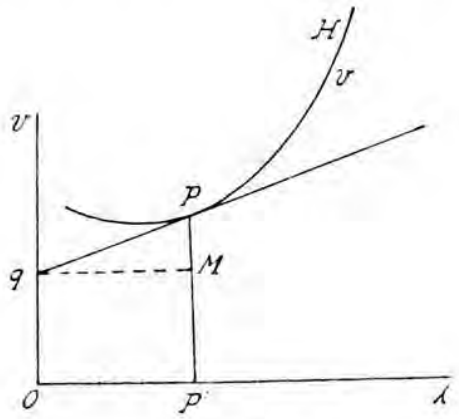


Fig. 10.

$$u = OQ = PP' - PM = v - \lambda \frac{dv}{d\lambda}$$

Se la velocità di fase v varia poco o punto con λ vale a dire se il mezzo è poco o punto dispersivo, la velocità di *gruppo coincide con la velocità di fase.*

Ammessa vera, in via approssimativa, la legge di Maxwell, e cioè che l'indice di rifrazione n di un mezzo aeriforme sia legato alla costante dielettrica ε di questo, dalla relazione $n = \sqrt{\varepsilon}$ (il che può ritenersi verificato nell'aria poco ionizzata delle basse regioni dell'atmosfera) si dimostra facilmente (15) che la velocità di gruppo u è legata all'indice di rifrazione n dalla relazione:

$$u = c\,n \qquad [2]$$

mentre per la velocità di fase si ha, secondo la [3] del § 15:

$$v = \frac{c}{n} \qquad [3]$$

Tenendo presente la formola precedente, si vede che in un mezzo in cui sia $n < 1$, la velocità di fase *supera* la costante c vale a dire la *velocità della luce* nel vuoto, ma in tal caso, secondo la [2] la velocità di gruppo (che nel caso delle emissioni elettromagnetiche costituisce la velocità dei segnali o della energia) diviene *minore* della velocità della luce nel vuoto. Ciò è conforme alle teorie della relatività, secondo le quali la velocità della luce nel vuoto rappresenta un limite che non può essere superato.

Dalle relazioni [2] e [3] si deduce:

$$u\,v = c^2 \qquad [4]$$

vale a dire che la costante dell'etere (velocità della luce nel vuoto) è la *media geometrica* tra la velocità di fase e quella di gruppo.

Le relazioni [1] [2] [3] [4] hanno grande importanza nelle teorie della propagazione della energia luminosa o elettromagnetica e definiscono le tre velocità indicate con i simboli u (velocità di gruppo o di segnale), v (velocità di fase), c (velocità della luce o delle onde e. m. nel vuoto).

17. SIGNIFICATO FISICO DEI VALORI SPERIMENTALI DELLE GRANDEZZE c. — I metodi di Roemer e di Bradley nei quali il percorso del raggio luminoso è pressochè esclusivamente nel vuoto,

vengono ritenuti, dalla maggioranza dei fisici, come esprimenti il valore della velocità di fase nel vuoto, vale a dire della costante c. Essi offrono però, come si è detto, (§ 14) una scarsa approssimazione.

I metodi della ruota dentata e dello specchio rotante vengono invece ritenuti, a causa della discontinuità o intermittenza della emissione luminosa, come esprimenti la velocità di gruppo. Nel caso, però, che la propagazione abbia luogo nell'aria delle basse regioni dell'atmosfera (la quale, a causa della scarsa ionizzazione, è poco rifrangente e dispersiva) la velocità di gruppo differisce poco dalla velocità di fase. Se infatti nella relazione generale (1) del § 16 si esprime la quantità $\frac{dv}{d\lambda}$ in funzione di $\frac{dn}{d\lambda}$ si trova, con facili trasformazioni:

$$u = v - \lambda \frac{dv}{d\lambda} = v\left(1 + \frac{\lambda}{n}\frac{dn}{d\lambda}\right) \quad \text{(formula di Lord Rayleigh).}$$

Ora, ammesso secondo Kayser e Runge (25) che, per l'aria secca nelle condizioni normali, sia:
$n = 1{,}000288 + 1{,}316\,\lambda^{-2}$ (ove λ è espresso in milionesimi di mm.), si ricava dalla [1]:

$$u = v\left(1 - \frac{2{,}63}{\lambda^2}\right) \qquad [2]$$

che per $\lambda = 600\ \mu\,m\,m$ diviene

$$u = v\,(1 - 0{,}000007)$$

la differenza fra u e v è quindi praticamente nulla, nell'aria nelle condizioni normali.

18. COEFFICIENTE DI PASSAGGIO DALLA FREQUENZA ALLA LUNGHEZZA D'ONDA. — La formula che si adopera in pratica per passare dalle frequenze radioelettriche che si misurano direttamente, alla lunghezza d'onda (tuttora di uso continuo fra gli operatori radiotelegrafisti) è la [2] del § 15 e cioè:

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} \qquad [1]$$

Ora questa formula non solo ammette la eguaglianza della velocità della luce e delle vibrazioni elettromagnetiche, ma ammette altresì che queste si *propaghino nel vuoto*, anzichè nell'aria più o meno ionizzata. Alcuni autori hanno poi creduto di far uso della [1] assumendo come valore *esatto* della velocità della luce, il valore 299,820 (§. 14) determinato da Michelson nel 1924 e ottenuto moltiplicando il valore misurato nell'aria (v = 299,735 Mm/s) per l'indice di rifrazione di questa, n = 1.000285. Ora, a parte la circostanza che non si è sicuri che sia questo l'indice di rifrazione dell'aria come dimostrano i risultati di Kayser e Runge indicati nel § precedente, sta il fatto che il raggio indiretto di una emissione radioelettrica, si propaga, non in un mezzo omogeneo di indice costante, ma in un *mezzo dispersivo a indice di rifrazione variabile*. La velocità è, quindi, non solo continuamente variabile nei diversi punti della traiettoria, ma deve essere considerata come velocità di segnale o di gruppo (§ 16), la quale è inferiore alla velocità di fase, di una quantità che cambia con le condizioni della atmosfera.

Siccome, d'altra parte, ciò che caratterizza una vibrazione, sia elettromagnetica sia luminosa, è la *frequenza* (§ 15) che occorre conoscere con la più grande approssimazione possibile, mentre invece il valore della lunghezza d'onda ha minore importanza, così la Conferenza internazionale di Washington, nel 1927, molto saggiamente prescrisse che la indicazione della frequenza dovesse essere seguita da quella della relativa lunghezza d'onda calcolata con la formola sopra indicata, ove si ritiene, in cifra tonda c = 300 Mm/s; la formula da adoperare è quindi :

$$\lambda = \frac{300}{f} \qquad [2]$$

Questa formula esprime la lunghezza d'onda in km se la frequenza f è espressa in kc/s, e in metri se la frequenza è espressa in megacicli a secondo.

19. CLASSIFICAZIONE DELLE ONDE HERTZIANE. — La suddivisione delle onde elettromagnetiche utilizzate nelle radiotrasmissioni

in *lunghe, medie e corte,* classificazione in uso fino a qualche anno fa, era basata sopra concetti vaghi e arbitrari. La seguente classificazione proposta dal Comitato radioelettrico alla Aia, nel 1929, poggia sopra basi razionali, i limiti di separazione essendo fondati sopra alcune proprietà fisiche che le onde in parola manifestano nella loro propagazione.

	Frequenza	lunghezza d'onda
Onde ultra corte o di tipo ottico	$f >$ 30000 kc s	$\lambda <$ 10 m
Onde corte	f = 30000 » = 6000 »	λ = 10 » = 50 »
Onde intermedie o medio-corte	f = 6000 » = 1500 »	λ = 50 » = 200 »
Onde medie	f = 1500 » = 100 »	λ = 200 » = 3000 »
Onde lunghe	$f <$ 100 »	$\lambda >$ 3000 »

Le onde *ultracorte,* di frequenza superiore a 30000 kc/s (lunghezza inferiore a 10 metri) sono dette del tipo *ottico* principalmente perchè, per effettuare con esse delle trasmissioni, occorre che non vi siano ostacoli tra l'apparato emittente e quello ricevente o, in altre parole, che detti apparati siano mutuamente visibili.

20. RADIAZIONE INDIRETTA O ATMOSFERICA. — È stato accennato, ai § § 15 e 16, che l'indice di rifrazione n di un mezzo aeriforme, per una radiazione la cui velocità di fase sia v, è legato alla velocità della luce nel vuoto ($c = 3.10^{10}$ cm/s) ed alla costante dielettrica ε del mezzo, dalla relazione:

$$n = \frac{c}{v} = \sqrt{\varepsilon} \qquad [1]$$

la quale permette di esprimere la velocità di fase v della radiazione in funzione di c e di ε

$$v = \frac{c}{n} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon}} \qquad [2]$$

Questa espressione fa vedere che, se si suppone di considerare la propagazione delle onde elettromagnetiche *in aria non ionizzata*, nelle condizioni normali, per la quale si possa ritenere sensibilmente:

$$\varepsilon = 1$$

l'indice di rifrazione è $n = 1$, vale a dire che le onde hertziane irradiate da un centro di emissione disposto nella atmosfera, si propagano in seno a questa come farebbero le onde luminose in un mezzo omogeneo, vale a dire secondo raggi rettilinei, senza rifrazione.

Ciò posto, la teoria dimostra che un'antenna marconiana o hertziana $O\,A$ (fig. 11) irraggia, in generale, due specie di raggi elettromagnetici: uno *diretto* o terrestre $O\,E$ il quale si propaga in

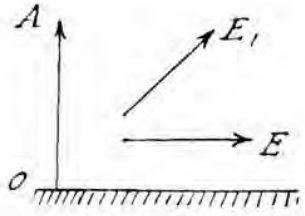


Fig. 11.

direzione parallela o pochissimo inclinata alla superficie del suolo, e l'altro *indiretto* od obliquo E_1, il quale si propaga in seno all'atmosfera secondo direzioni più o meno inclinate sull'orizzonte.

Ciò posto, può domandarsi: se la propagazione di tali raggi fosse rettilinea e non avvenisse qualche fenomeno particolare, i raggi in parola uscirebbero fuori dall'atmosfera perdendosi nello spazio; ora come mai ciò non avviene?

La ragione di questo singolare paradosso è da ricercare nella probabile esistenza del così detto *strato di Kennelly-Heaviside*, dal

nome dei loro scopritori, i quali, fin dal 1902, per spiegare il fatto accertato dal Marconi colle sue famose esperienze transoceaniche, a più di 4000 chilometri di distanza, del 1901, supposero che, ad una certa altezza nell'atmosfera (km. 80 ÷ 120) dovesse esistere uno strato atmosferico fortemente ionizzato e perciò conduttore, capace di riflettere, rinviandoli verso la terra, i raggi obbliqui emessi dalla stazione trasmittente.

Questa ipotesi incontrò, tuttavia, poco favore giacchè non si sapeva spiegare come e perchè la presenza di ioni conferisse all'aria proprietà riflettenti paragonabili a quelle possedute dalle superficie metalliche. Il fisico Eccles fu il primo che, nel 1912, elaborò una teoria che, successivamente sviluppata ed ampliata, viene oggi assunta come base delle *teorie atmosferiche* della propagazione, le quali hanno iniziato l'attuale periodo e consacrato il trionfo delle onde corte per le comunicazioni a lunga distanza.

Nel magistrale lavoro del Pedersen [The propagation of Electric waves (15)] sono esaurientemente studiate le varie circostanze che influiscono sulla propagazione dei raggi hertziani in seno alla atmosfera e della riflessione che essi subiscono nello strato di Kennelly-Heaviside. Vengono, altresì, messe in evidenza le diverse configurazioni assunte da detti raggi, in relazione ai fenomeni della così detta *eco elettromagnetica*.

21. ESPERIENZE MARCONI (MARZO 1930). — È noto come il Marconi stando a Genova a bordo dello yacht, « Elettra », potè, il 26 marzo dello scorso anno, effettuare la attivazione di un relais che ha acceso duemila e più lampade nel palazzo della Esposizione di Sydney, ed ha potuto, inoltre, conversare col Presidente della Esposizione e con altre persone della rete telefonica ordinaria australiana, a più di 20.000 chilometri di distanza. Ciò fece (si noti) utilizzando, non i potenti impianti di una stazione radiofonica, ma l'impianto di una ordinaria stazione a radiazione circolare, avente potenza limitata (meno di un kilowatt) di cui poteva disporre a bordo della nave « Elettra ».

Questo duplice meraviglioso risultato si deve, oltre che alla prodigiosa abilità sperimentale del Marconi, alla utilizzazione di nuovi dispositivi di emissione estremamente stabili e estremamente

precisi da lui escogitati, ed alla conoscenza profonda che il Marconi e i suoi ingegneri hanno acquistato, in seguito a lunga esperienza, fino dal 1919, delle condizioni elettriche e meteorologiche della atmosfera, le quali regolano la traiettoria dei raggi elettromagnetici a grandi distanze. Le onde partite dall'Europa il 26 marzo avevano due vie principali per arrivare in Australia (fig. 12); quella più breve diretta verso l'oriente, lunga 17.400 chilometri che, attraverso la Russia Europea ed Asiatica, la Cina, le Indie Olandesi ed il Continente Australiano, arriva alla stazione di Rock Bank, ovvero quella più lunga, diretta verso l'Occidente, che, attraverso l'Atlan-

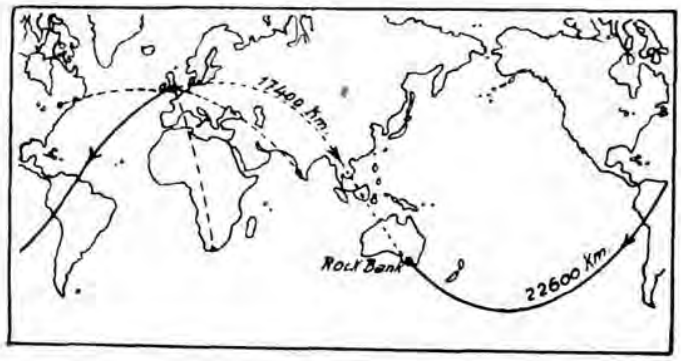


Fig. 12.

tico, l'America del Sud ed il Pacifico, va pure a Rock Bank, dopo un percorso di 22.600 chilometri. Data l'ora della emissione e la lunghezza d'onda adoperata (m. 26 circa) la via che offriva minore attenuazione e minore ostacolo alle onde era quella più lunga, vale a dire quella attraverso l'Atlantico ed il Pacifico.

È inutile insistere sulla importanza delle esperienze del Marconi, la quale è evidente per sè, come pure sulle applicazioni che esse avranno e la cui traduzione in atto non si farà lungamente attendere. Il Marconi ha dimostrato essere possibile quello che sembrava un sogno tempo fa e che era stato inutilmente tentato da scienziati insigni, fra cui il Tesla, verso la fine del secolo scorso, di utilizzare, cioè, le proprietà elettriche delle alte regioni dell'atmo-

sfera per effettuare, a grande distanza, il trasporto di quantità di energia piccole in sè, ma sufficienti per mettere in giuoco, con un dispositivo a relais, quantità di energia maggiori atte a produrre effetti cospicui, accensione di lampade, brillamento di mine, messa in moto di dinamo, ecc. Questo, si noti, non a distanza di cento o mille km., come si è fatto finora, ma a distanze dell'ordine del mezzo meridiano terrestre (più di km. 20.000).

Altra applicazione non meno meravigliosa, la quale apre una nuova via alle trasmissioni radiotelefoniche a grande distanza, è che disponendo, non dei grandi impianti di una stazione terrestre ordinaria od a fascio, ma utilizzando le onde circolari irradiate da un aereo di piccola altezza ed i dispositivi che si hanno a bordo di una nave, si potrà, d'ora innanzi, conversare per radiotelefonia o per telefonia con una persona situata, sia sopra un'altra nave, sia in un *punto qualunque* del globo, senza limite di distanza, stando in uno qualunque dei trenta milioni di posti telefonici della rete mondiale.

Non sembra quindi esagerata l'affermazione che le esperienze del Marconi, fatte a Genova il 26 marzo e nei giorni successivi, siano destinate a fare epoca nella tecnica delle trasmissioni elettromagnetiche a lunga distanza: questa affermazione ha ricevuto una ulteriore e brillante conferma anche nei meravigliosi risultati ottenuti nella nuova stazione Radio del tipo Marconi, recentemente inaugurata nella Città del Vaticano.

22. ESPERIMENTI CON LE MICRO-ONDE. — Estremamente importanti per sè e per le conseguenze di cui sono capaci, sono le esperienze recentemente eseguite dal Marconi fra S. Margherita Ligure e Levanto con onde di circa 50 cm. di lunghezza (600.000 kc s).

Queste onde sono prodotte da particolari triodi oscillatori nei quali la griglia e la placca sono di costruzione speciale, e, a differenza dei triodi comuni, la griglia è portata ad una tensione più elevata di quella della placca. Il sistema irradiante è costituito da quattro specchi parabolici disposti in parallelo nei quali la superficie riflettente, invece di essere continua, è discontinua ed è costituita da striscie di rame convenientemente disposte; il fascio elet-

tromagnetico così prodotto venne orientato verso l'apparato ricevente situato a Levanto.

L'apparato trasmittente, situato a S. Margherita Ligure, constava di un microfono collegato con un amplificatore e con un modulatore, il quale faceva variare l'ampiezza dell'onda fondamentale o portante prodotta dai tubi termoionici alla frequenza di 600.000 kc/s. cui corrisponde la lunghezza d'onda di 50 cm. Alla stazione ricevente, situata a Levanto a 40 km. di distanza, si udivano, con grande chiarezza, le parole pronunciate avanti al microfono trasmettitore.

Queste esperienze vengono a completare e a dare un nuovo indirizzo a quelle fatte, nel marzo dello scorso anno, da ingegneri inglesi e francesi attraverso il Canale della Manica fra Douvres e Calais, a circa 40 km. di distanza. Tali trasmissioni radiofoniche sono state fatte con onde di 18 cm., lunghezza la quale è stata portata a 14 ÷ 15 cm. nelle recentissime esperienze dal Prof. Kohl della Università di Erlangen. Si ha quindi il fatto importante che il limite inferiore di 15 m. di lunghezza, finora utilizzato nelle radio trasmissioni, è stato portato al valore che caratterizza le così dette *micro-onde* fino a 15 cm. La gamma di onde abitualmente adoperata nelle trasmissioni e che va da circa 20000 a 15 metri di lunghezza (frequenza da 15 kc a 20000 kc/s) è stata recentemente estesa fino a 15 cm. vale a dire fino alla frequenza di 2 milioni di kc/s (2 miliardi di cicli). Si può quindi dire che la intera gamma delle onde adoperate oggi nelle radiotrasmissioni da 20 km. a 15 cm. di lunghezza, comprende una serie di frequenze elettromagnetiche estremamente estesa, che va da 15 kilocicli (15000 cicli) alla frequenza sbalorditiva di 2 miliardi di cicli!

Si comprende subito la importanza di questa nuova estensione delle frequenze. Anzitutto è da notare che onde così corte richiedono dispositivi di produzione e antenne irradianti di piccole dimensioni; l'antenna adoperata nelle micro-onde utilizzate nelle esperienze attraverso la Manica, non superava tre centimetri. Dette onde consentono, inoltre, un maggior rendimento nelle trasmissioni giacchè se ne può concentrare la energia entro settori angolari di piccola estensione, con dispositivi ancora più semplici e meno ingombranti dei sistemi irradianti a fascio, e propriamente utiliz-

zando riflettori metallici sferici o parabolici di piccole dimensioni (2 o 3 metri di apertura). È da notare, inoltre, che tali onde sembrano affatto immuni delle variazioni periodiche di intensità note col nome di « fading » (fluttuazione), variazione che può arrivare fino ad annullare la intensità della ricezione.

Infine, a causa dell'intervallo assai grande di frequenza che si ha nella gamma delle onde in parola, anche quando la loro lunghezza subisce cambiamenti di pochi centimetri, l'uso delle onde corte e delle micro-onde presenta il grande vantaggio che, con esse, si possono effettuare parecchie trasmissioni *simultanee* nella stessa direzione, senza dar luogo a interferenze o disturbi reciproci, a differenza di quanto accade con onde medie o lunghe. Mentre, per es. con le onde da 200 a 2000 metri che sono abitualmente adoperate in radiofonia, il numero di comunicazioni distinte che è possibile effettuare senza disturbo è circa 160 (ammessa una separazione di 9 kc fra una trasmissione e l'altra), il numero di comunicazioni distinte che è possibile effettuare nella gamma che va da 15 a 30 cm. cioè da 2 a 1 milione di kc/s, è di 10.000, ammettendo (il che è largamente sufficiente) una separazione di 100 kilocicli fra una emissione e l'altra.

Questa proprietà, di consentire un elevato numero di comunicazioni, è certamente preziosa ed è fuori dubbio che uno dei modi di superare il grave inconveniente (senza dubbio preso in esame nella prossima Conferenza internazionale di Madrid) del così detto *ingombramento dell'etere* e del numero limitato di canali di comunicazioni, sarà quello di adoperare, su larga scala, le onde ultra corte e le micro-onde. Altro vantaggio non lieve è che l'assorbimento, che esse risentono da parte della atmosfera, è assai esiguo in guisa da rendere possibile la segnalazione a distanze di 40 ÷ 50 km., anche in giornate nebbiose nelle quali le segnalazioni ottiche, fatte con gli ordinari proiettori, sarebbero impossibili.

L'inconveniente delle micro-onde risiede nella difficoltà (che esse hanno in comune con le onde ultra-corte di 3 o 5 metri) di superare ostacoli, anche non eccessivi, frapposti nel loro cammino. Occorre che il terreno frapposto tra le due stazioni sia sgombro di ostacoli, o come si dice, che le due stazioni si vedano mutuamente. Ma questa difficoltà si può superare, disponendo tra

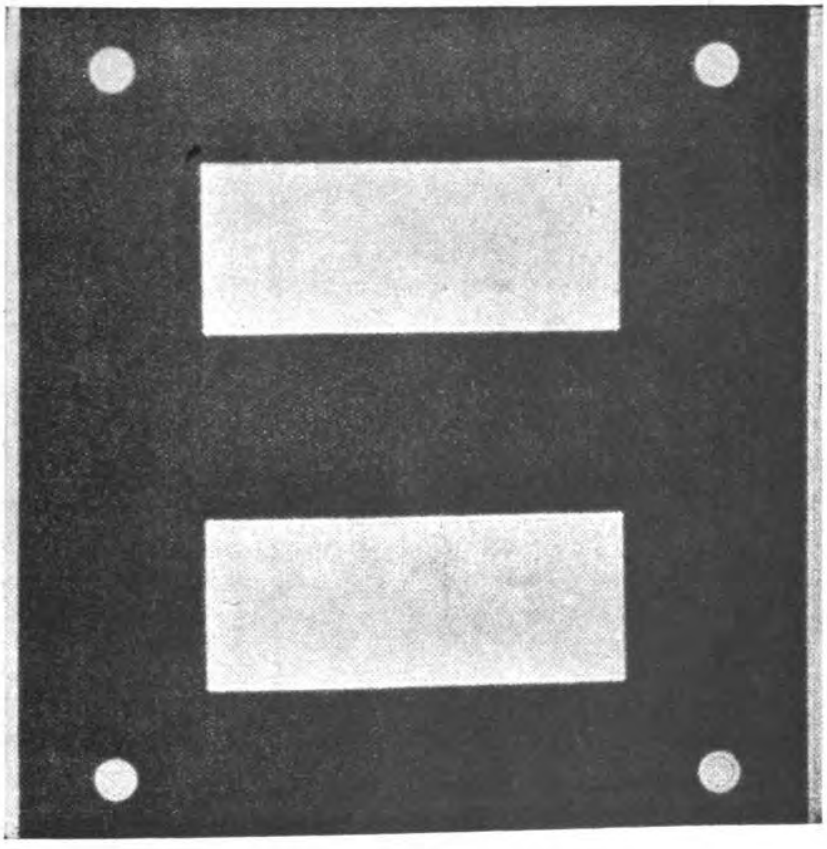
le due stazioni estreme una catena di stazioni intermediarie munite di riflettori convenientemente disposti e orientati.

Concludendo, si può offermare che noi ci troviamo in presenza di una tecnica affatto nuova, capace di estesissime applicazioni civili e militari, alla quale, come sempre, il Marconi ha dato un potente impulso, e che è piena di promesse per l'avvenire.

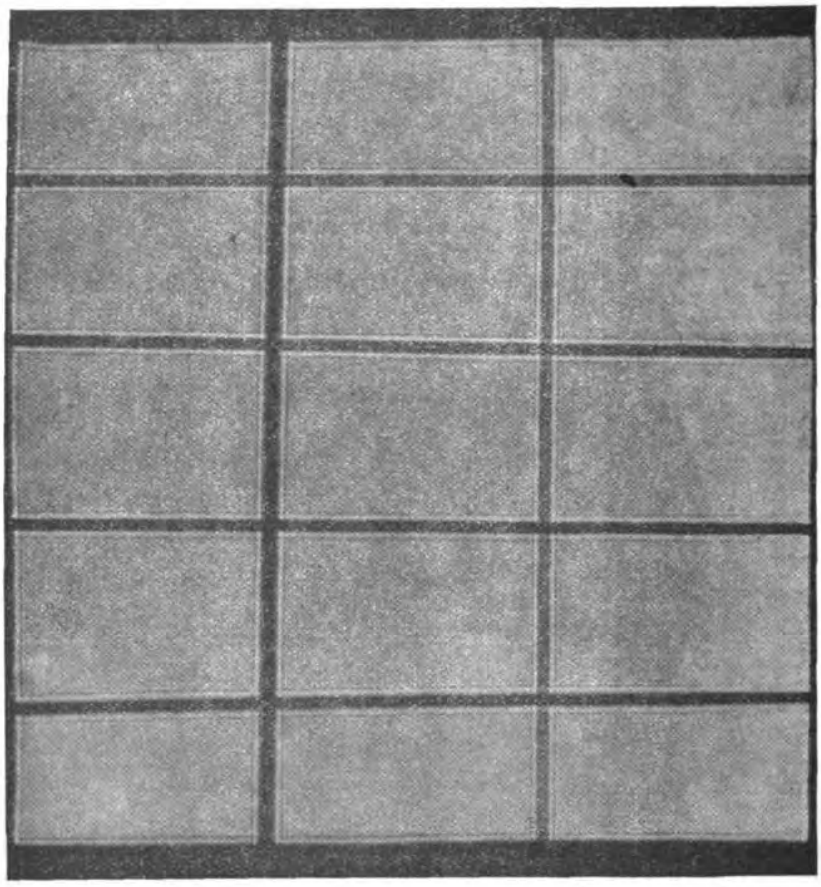
Prof. G. VANNI
Dirett. Princ. dell' Istituto R. T. milit.

NOTE BIBLIOGRAFICHE.

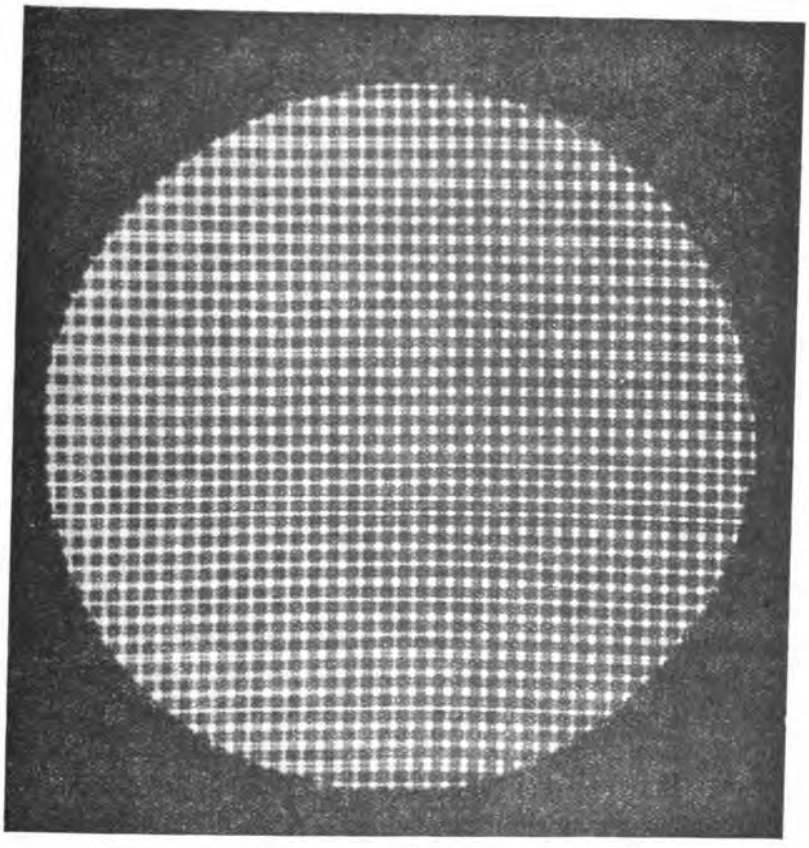
(20) GALILEO GALILEI: *Opere*, t. XIII, p. 45, Firenze (1855).
(21) BOUASSE: *Propagation de la lumière*, pag. 12, Paris, Delagrave (1925).
(22) SCOTT-RUSSEL: *Reports on waves*. British Assoc. Reports (1844).
(23) LORD RAYLEIGH: *On progressive waves*. Proc. London Mathem. Soc. (1877).
(24) VANNI: *Sulla velocità dei gruppi d'onda* « Boll. R. T. del R. Esercito », (1922).
(25) PRESTON: *Theory of light*, p. 555, London.



Prova fotografica n. 1 (vedi nota al § 3).



Prova fotografica n. 2 (vedi nota al § 3).



Prova fotografica n. 3 (vedi nota al § 3).

Proposte di norme di collaudo dei radioricevitori e dei radiogoniometri

(Continuazione e fine, vedi fasc. 1, 1932)

SOMMARIO. — *Si propongono alcune norme di collaudo relative ai radioricevitori ed ai radiogoniometri (le quali, per quanto si riferisce ai radioricevitori, riassumono i lavori sperimentali compiuti specialmente in America in questi ultimi anni). Tali norme suggeriscono criteri e metodi pratici di prova adatti ad esprimere un giudizio complessivo sulla bontà degli apparati radioriceventi e radiogoniometrici in genere.*

33. - PROVA DI PUREZZA. Tenuto conto di quanto è detto nel n. 18, la purezza o la fedeltà di un radioricevitore sarà dedotta dalla curva di risonanza acustica dell'apparecchio ricavata col procedimento che segue.

Collegato il ricevitore nell'attrezzamento descritto al n. 25, lo si accorderà su di una determinata frequenza portante di prova modulata al 30 per cento con la frequenza acustica atta a fare erogare all'apparecchio la massima potenza d'uscita. Si sintonizzerà, cioè, il ricevitore su tale frequenza di prova e si regolerà la intensità di campo applicato sino ad ottenere la potenza resa normale. Senza più agire sul radioricevitore si varierà la frequenza di modulazione, ad intervalli, nella gamma stabilita dalle condizioni contrattuali, avendo cura che la percentuale di modulazione resti sempre la stessa.

Si riporteranno, quindi, in un diagramma cartesiano, come ascisse, le frequenze dei suoni modulatori e come ordinate le potenze rese corrispondenti. La curva così ottenuta indicherà la fedeltà dell'apparecchio.

Come misura della purezza si assumerà il rapporto percentuale fra l'ordinata minima e l'ordinata massima della curva considerata nell'intervallo di frequenze stabilito dalle condizioni contrattuali.

Per il confronto fra diversi ricevitori la prova sarà ripetuta per un certo numero di frequenze, e la curva si traccerà riportando come ordinate i rapporti:

$$\frac{\text{potenza resa}}{\text{potenza resa massima}}$$

in corrispondenza delle rispettive frequenze acustiche assunte come ascisse.

Si otterrà così un grafico analogo a quello della figura 11.

A seconda che il ricevitore sia destinato alla sola ricezione della parola oppure della musica, la gamma di frequenza di modulazione è più o meno estesa.

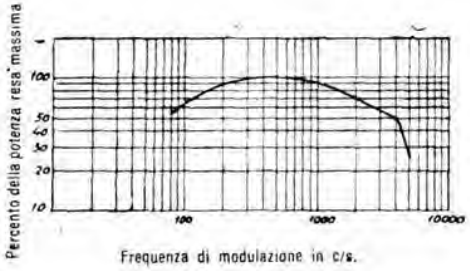


Fig. 11.

Nel caso della televisione la gamma è vastissima e arriva fino ai 40.000 cicli a secondo.

Dal punto di vista militare non interessa una ricezione artistica come nel caso della radiodiffusione, ma soltanto una ricezione fedele sì da essere chiaramente intelligibile. Quindi, la prova di fedeltà si potrà eseguire con criteri diversi da quelli ordinari, preferendo che il ricevitore abbia una selettività marcata anche a discapito della purezza.

Per tal fatto questa prova, nei collaudi militari, avrà minore importanza delle altre.

34. - PROVA DI SOVRACCARICO. La prova di sovraccarico di un radioricevitore si effettuerà tracciando la curva di sovraccarico col procedimento che segue.

Connesso il radioricevitore con l'attrezzaggio di prova descritto al n. 25, si applicherà una tensione di radiofrequenza modulata al 30 per cento con una frequenza di 400 periodi per secondo e si sintonizzerà il ricevitore sulla frequenza di prova.

Si varierà, poi, l'intensità di campo applicata e si rileveranno i valori della corrente d'uscita. Questi, riportati in scala logaritmica come ordinate di un diagramma cartesiano, le cui ascisse saranno rappresentate pure in scala logaritmica dalle corrispondenti intensità di campo applicato, caratterizzeranno la curva di sovraccarico, la quale, in un primo tempo avrà un andamento ascendente, poi presenterà un massimo e quindi un andamento discendente. In

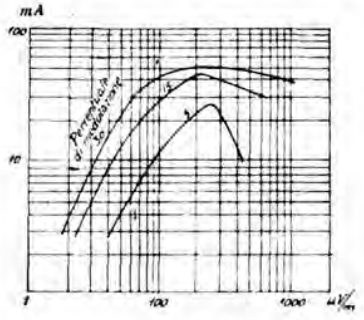


Fig. 12.

corrispondenza del valore massimo della curva (fig. 12) si avrà il valore dell'intensità di campo relativo a quella frequenza, per cui il ricevitore risulterà sovraccaricato.

Tracciando diverse curve di sovraccarico, per diverse frequenze di modulazione, si otterrà una famiglia di curve il cui esame è particolarmente interessante.

Le curve, tracciate con una percentuale di modulazione del 5 al 10 per cento, caratterizzano il sovraccarico degli stadi amplificatori ad alta frequenza, mentre le curve tracciate con alta percentuale di modulazione, cioè del 30 al 40 per cento, caratterizzano il sovraccarico degli stadi amplificatori di bassa frequenza.

35. - MISURA DEL RUMORE DI FONDO. Per la misura del rumore di fondo l'apparecchio in prova sarà montato come in figura 13.

Si avrà cura che nessuna azione elettromagnetica esterna agisca all'entrata del ricevitore cosicchè il voltmetro a valvola misuratore della potenza d'uscita possa registrare il rumore di fondo, se esiste.

Il valore di tale potenza dovrà risultare inferiore alla percentuale prestabilita della potenza resa normale.

In sostanza, si controlla che, anche quando non vi sia alcuna forza elettromotrice impressa, il ricevitore, specie se è molto sensibile, dia luogo ad una certa potenza all'uscita. Essa è funzione

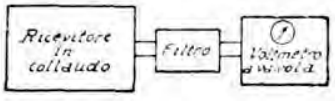


Fig. 13.

delle oscillazioni che si originano nei circuiti d'ingresso per effetto dei moti browniani delle cariche elettriche nei conduttori e delle fluttuazioni nell'emissione della prima valvola.

36. - PROVA DELL'EFFETTO MICROFONICO. Il radioricevitore sarà messo nelle condizioni di regolare funzionamento e sarà disposto come nella prova di cui al precedente n. 35. Per mezzo di una massa di determinato peso, lasciata cadere sul cofano o sul pannello del radioricevitore da un'altezza determinata, sarà impresso al radioricevitore un impulso di prestabilita entità. Tale impulso produrrà nei vari organi dell'apparecchio, e specialmente nei tubi a vuoto, delle vibrazioni meccaniche, dando luogo a spostamenti relativi dei vari elettrodi delle valvole che si tradurranno in variazioni di resistenza e di capacità nei circuiti anodici e quindi in oscillazioni nella corrente di uscita, oscillazioni che saranno rivelate dal voltmetro a valvola con una sensibile deviazione dello strumento. L'ampiezza e la durata di smorzamento di tali oscillazioni rilevate dal voltmetro saranno assunte quali fattori proporzionali all'effetto microfonico e ne daranno la misura quantitativa richiesta dalle condizioni contrattuali.

37. - PROVA DELL'EFFETTO DI MANO. Connesso il ricevitore con l'attrezzaggio di prova come è indicato al n. 25, sarà ad

esso applicata una tensione normale a radiofrequenza modulata al 30 per cento con un onda di 400 periodi a secondo. Se il ricevitore è perfettamente regolato alla risonanza, potrà darsi che, avvicinando la mano ai suoi organi di comando per effetto di piccole variazioni di capacità, la potenza di uscita diminuisca sensibilmente.

L'attenuazione della potenza di uscita misurata in decibel potrà assumersi come valore dell'effetto di mano, e dovrà, in tal caso, essere inferiore a quello previsto dalle condizioni contrattuali.

B - COLLAUDO DEI RADIOGONIOMETRI.

Premessa.

Col continuo progredire della navigazione marittima ed aerea, si è esteso l'impiego dei radiogoniometri nel campo commerciale, mentre, per gli scopi militari, essi vanno assumendo sempre maggiore importanza. Appare quindi necessario, anche per questa categoria di apparecchi, fissare una serie di norme atte a disciplinarne l'acquisto da parte degli enti statali e da parte delle compagnie di navigazione le quali, in virtù di un recente decreto legge, sono obbligate a dotare le navi mercantili, destinate alla navigazione fuori degli stretti, di perfetti impianti radiogoniometrici.

Sui radiogoniometri si dovranno effettuare, oltre le verifiche e le prove prescritte per i radioricevitori ordinari, anche altre verifiche e prove tendenti a valutare nel miglior modo possibile la precisione dei rilevamenti r. g.

Definizioni e convenzioni.

Le definizioni e convenzioni particolari che seguono si applicano, in generale, a tutti i dispositivi atti ad individuare con sufficiente approssimazione la direzione di provenienza di un'onda elettromagnetica, sia essa persistente, modulata o smorzata. (1)

(1) Si comprendono in questo paragrafo anche le oscillazioni smorzate perchè sono ancora vastamente utilizzate nella marina mercantile e potrebbero inoltre essere impiegate anche a scopo disturbativo, in caso di guerra.

1. - RADIOGONIOMETRO. Dicesi radiogoniometro un particolare complesso radioricevente il quale permetta di determinare la direzione di provenienza di un'onda elettromagnetica (raggio diretto o raggio indiretto proveniente dalla riflessione negli alti strati atmosferici).

2. - RADIOBUSSOLA. S'intende il radiogoniometro di bordo utilizzato a scopo di navigazione.

3. - RADIORILEVAMENTO. È l'angolo compreso fra la direzione di propagazione di una radio-onda incidente ed una linea fissa arbitraria (ad es. la linea di chiglia di una nave).

4. - DISTORSIONE DEL FRONTE DI UNA RADIO-ONDA. Si chiama il cambiamento che si verifica nella direzione delle radio-onde.

5. - CERCATORE DI SENSO. Si chiama il dispositivo aggiunto al radiogoniometro, che consente la determinazione del senso oltrechè della direzione, eliminando l'ambiguità dei 180°.

6. - EFFETTO D'ANTENNA. È lo squilibrio elettrico originato in un aereo a quadro od a telaio, per effetto della connessione allo stesso capo del quadro, delle batterie di alimentazione, del ricevitore telefonico ecc., per cui non si verifica più il silenzio al telefono quando il telaio è disposto col suo piano ortogonalmente a quello dell'onda incidente, ma si ottiene un minimo in una zona abbastanza estesa, minimo che si ritrova per una rotazione del telaio un po' diversa da 180°.

7. - ERRORE DI RADIORILEVAMENTO. Si chiama lo scarto angolare espresso in gradi sessagesimali fra il radiorilevamento ed il rilevamento polare vero della stazione che origina la radioemissione rilevata a mezzo del radiogoniometro.

L'errore di un radiorilevamento può riguardare la propagazione, la sistemazione dell'impianto r. g. e le variazioni solari: giorno e notte, stagioni ecc.

Gli errori che riguardano la propagazione sono quelli derivanti dal suolo, dalla riflessione delle onde stesse sul terreno attraversato, dalle deviazioni prodotte dagli ostacoli, dalle colline, dalle coste, dalle grandi altitudini ecc.

Gli errori che riguardano la sistemazione dell'impianto sono quelli dovuti all'inclinazione dell'asse del quadro, all'eccentricità del quadrante graduato rispetto all'asse di rotazione del quadro stesso, al modo come sono avvolte le spire del telaio, alla presenza di un aereo vicino, di un telaio vicino, agli impianti metallici circostanti l'apparecchio, alle corazze nel caso di navi da guerra, ai fili conduttori delle oscillazioni dal quadro al ricevitore r. g., alla vicinanza degli amplificatori al telaio captatore, all'imperfetto schermaggio del radioricevitore ecc.

Gli errori che riguardano le variazioni solari sono quelli che si rendono particolarmente manifesti nel rilevamento delle onde corte, specie al sorgere ed al tramontare del sole, e le deviazioni sistematiche dovute al mutare delle stagioni, oltre alle variazioni elettromagnetiche dell'atmosfera.

8. - ERRORE QUADRANTALE. È lo scarto angolare (che si produce particolarmente negli impianti di bordo) misurato in gradi sessagesimali, che si verifica fra il radiorilevamento ed il rilevamento polare vero, particolarmente sugli angoli di 45° - 135° - 225° - 315°, scarto dovuto alla presenza di strutture metalliche vicine al radiogoniometro ed alla località d'impianto.

9. - ERRORE SEMICIRCOLARE. È quello che si origina per effetto della ri-irradiazione (specie sugli impianti di bordo) delle strutture metalliche del luogo d'impianto e per la loro dissimmetria (nelle navi ad es., esiste simmetria delle strutture metalliche solo rispetto al piano di chiglia e vi è quasi sempre dissimmetria rispetto al piano trasversale di mezzeria).

10. - CURVA QUADRANTALE. È la curva che si ottiene per punti, portando in un diagramma cartesiano ortogonale come ascisse le letture comprese fra 0 e 360° fatte sul cerchio graduato del radiogoniometro e come ordinate le differenze fra il rilevamento radiogoniometrico e quello polare vero in corrispondenza di una determinata onda captata. (Per ogni onda della gamma di funzionamento dei radiogoniometri dovrebbe, a rigore, rilevarsi una curva quadrantale).

11. - CALIBRAZIONE DI UN RADIOGONIOMETRO. È la determinazione, in direzione e grandezza, della distorsione locale del fronte d'onda allo scopo di conseguire rilevamenti esatti.

12. - RILEVAMENTO CORRETTO. Si chiama un rilevamento al quale sia stata applicata la correzione per mezzo della calibrazione.

13. - COMPENSAZIONE. È il complesso degli accorgimenti (meccanici, elettrici, di sistemazione ecc.) atti ad attenuare o eliminare del tutto gli errori di un radiorilevamento, tentando di riportare alle condizioni di principio il funzionamento del radiogoniometro.

14. - TIPO. Sono dello stesso tipo i radiogoniometri che, oltre ad essere destinati agli stessi rilevamenti ed impianti (terrestri o di bordo), abbiano il medesimo complesso captatore (antenna a telaio ed aereo) il medesimo circuito di principio, il medesimo sistema di compensazione dell'effetto di antenna, il medesimo cercatore di senso, la medesima gamma d'onda e la medesima alimentazione (ordinariamente fatta a corrente continua).

15. - PARTITA. Sono della stessa partita i radiogoniometri che oltre ad essere del medesimo tipo vengono presentati nel medesimo tempo all'accettazione.

Caratteristiche tecniche dei radiogoniometri.

Le norme che seguono sono in aggiunta a quelle da applicare per qualsiasi radioricevitore e sono intese a meglio precisare i dati necessari e sufficienti affinchè un radiogoniometro sia ben definito in relazione alle caratteristiche di funzionamento e alle condizioni di servizio.

16. - COMPLESSO D'AEREO. A seconda del tipo di radiogoniometro (terrestre o di bordo) si controllerà il complesso d'aereo - piccolo quadro mobile girevole o quadri fissi ortogonali ecc. - per assicurarsi che esso sia costruito a perfetta regola d'arte e con materiali di ottima qualità.

Si osserverà che lo schermo (se esiste) sia di materiale antimagnetico e che protegga sufficientemente dalle intemperie l'avvolgimento del quadro.

Si controllerà inoltre: che siano facilmente ricambiabili i conduttori costituenti l'avvolgimento del telaio, che l'aereo supplementare (quando esiste) sia corrispondente al tipo prescritto ed atto a compensare l'effetto d'antenna ed a permettere il rilevamento del senso, che l'albero di sostegno sia del tipo stabilito dalle condizioni contrattuali.

Per gli alberi allungabili del sistema a cannocchiale, si verificheranno la buona esecuzione degli innesti, la pronta ripiegatura ecc., controllando altresì che le parti soggette a scorrimento non diano luogo a strofinii dannosi e che lo spessore del tubo sia adeguato al coefficiente di sicurezza del materiale impiegato.

17. - SISTEMA GONIOMETRICO. Sarà esaminato il sistema goniometrico con i relativi sostegni onde assicurarsi che esso sia costruito secondo il capitolato tecnico. In particolare, si osserverà che il quadrante graduato abbia una graduazione perfetta in scala sessagesimale, sia fatto di materiale di ottima qualità e che l'indice (o gli indici) sia così acuminato e ben disposto da permettere la lettura del quarto di grado. Si verificherà poi che il volantino di comando non copra la graduazione (come spesso accade nei radiogoniometri che hanno il quadrante fisso e mobile l'indice di riferimento); che le bobine di campo negli apparati del tipo Bellini-Tosi siano di superficie conveniente e costruite con tutti i dettami della tecnica.

18. - PARTICOLARITÀ DI LAVORAZIONE E DI MONTAGGIO. Sarà controllata la lavorazione delle materie prime impiegate e l'esecuzione del montaggio dei varii organi elettrici e meccanici del radiogoniometro. Particolare verifica dovrà farsi all'organo di collegamento del telaio girevole con il ricevitore r. g.

Nel caso che la continuità del circuito, fra telaio e ricevitore, sia assicurata a mezzo di spazzole girevoli su dischi conduttori fra loro isolati, dovrà verificarsi che le molle di pressione siano di buona qualità e che non si manifestino scricchiolii dannosi originati dall'imperfetto contatto delle spazzole sui dischi stessi (sistemi: S. F. R., Radio Corporation ecc.).

Qualora la continuità sia assicurata per mezzo di conduttori flessibili (sistemi: Telefunken, Marconi) occorrerà controllare che il

volantino di comando dell'albero del telaio oppure dell'albero di comando della bobina mobile esploratrice, per i radiogoniometri Bellini Tosi, abbia un fermo conveniente onde impedire la eventuale rottura dei conduttori durante il rilevamento.

Occorrerà inoltre controllare: che gli amplificatori r. t. siano alla voluta distanza dal quadro per evitare gli accoppiamenti per reazione, che lo schermaggio dei ricevitori sia il più perfetto possibile, che i cavi schermati (qualora esistano) di collegamento fra i varii organi abbiano innesto a vite e non a spina, essendo le spine facilmente sconnettibili, che la distribuzione degli organi sia la più simmetrica e razionale possibile al fine di scongiurare l'origine di dissimetrie elettriche e di campi parassiti perturbatori del radiorilevamento. Sarà infine verificato che il centro del quadrante graduato capiti esattamente sull'asse geometrico di rotazione del quadro (ove questo sia innestato a mezzo di albero al volantino di comando). Nei sistemi a rinvio sarà controllato che i comandi non si allunghino diversamente in guisa da produrre scompensi dannosi alla concordanza necessaria fra l'angolo di rotazione del piano del telaio e l'angolo indicato dall'indice sul disco graduato del goniometro.

19. - ACCESSORI. Oltre al controllo della bontà di costruzione degli accessori e delle parti di ricambio, sarà verificato che gli organi intercambiabili non producano alterazioni nelle curve di taratura del radiogoniometro. Inoltre, sarà controllato che tanto le bussole quanto i traguardi siano rispettivamente graduati e forniti di curve di correzione che ne garantiscano l'utile impiego. Per gli strumenti ottici, sarà opportuno tenere conto anche della marca di fabbrica essendo questa spesso garanzia di bontà.

Verifiche e prove di collaudo dei radiogoniometri.

Alle verifiche ed alle prove di collaudo cui dovrà sottostare un radiogoniometro, quale ricevitore di onde elettromagnetiche (verifiche e prove descritte nel precedente primo capitolo) dovranno aggiungersi le seguenti norme particolari.

20. - CONDIZIONI GENERALI D'IMPIANTO. Si distingueranno gl'impianti terrestri da quelli di bordo. Per gli impianti terrestri sarà

conveniente sistemare il radiogoniometro in una zona vastamente pianeggiante e possibilmente su di una piattaforma spaziosa e girevole, onde effettuare il rilevamento delle curve quadrantali necessarie alla calibrazione del radiogoniometro.

Il punto di stazione sarà scelto in una zona geograficamente nota ed in un sito facilmente identificabile sulle carte geografiche, marine e topografiche. L'impianto r. g. dovrà inoltre disporsi:

a) - lontano dagli alberi, i quali producono un assorbimento delle oscillazioni elettromagnetiche;

b) - lontano dalle antenne, le quali influiscono sul rilevamento sia perchè assorbono una notevole quantità di energia, sia perchè producono notevoli deviazioni delle onde elettromagnetiche;

c) - lontano da linee di distribuzione di energia elettrica (condutture aeree per impianti ferroviari, di illuminazione ecc.), le quali provocano errori nel radiorilevamento abbastanza sensibili, specie nel senso delle linee stesse;

d) - lontano da linee telegrafiche e telefoniche, le quali, comportandosi come veri e propri aerei, producono una seconda oscillazione falsando il radiorilevamento;

e) - lontano dai rumori, i quali ostacolano la ricerca del silenzio al telefono rivelatore;

f) - molto lontano dalle colline, le quali originano sensibili riflessioni delle onde elettromagnetiche con conseguenti deviazioni delle onde stesse.

Nel caso di aerei fissi del tipo Bellini-Tosi, si monteranno rispettivamente nella direzione Nord-Sud ed Est-Ovest.

Per impianti di bordo, poichè l'esperienza ha dimostrato che gli errori di rilevamento si attenuano quando il radiogoniometro è collocato molto in alto, rispetto alle soprastrutture, sul piano di chiglia o in prossimità della sezione centrale della nave, vale a dire in una posizione il più possibile simmetrica rispetto alle masse metalliche circostanti, sarà opportuno sistemare in tale posizione il radiogoniometro in esame.

Analogo criterio dovrà seguirsi per gli impianti a bordo di dirigibili e di aeroplani. Per gli impianti su autocarri si dovrà montare il radiogoniometro su di un banco centrale, disponendo i varii

organi simmetricamente intorno all'albero di comando del telaio girevole, il quale sarà sistemato nel piano longitudinale della carrozzeria, mentre il quadro sarà disposto sopra l'imperiale, affinchè possa rotare liberamente.

Nel caso di radiogoniometri di bordo del sistema Bellini-Tosi, gli aerei saranno orientati con i loro piani per chiglia e per madiere sulle navi, e nei piani longitudinale e trasversale per gli autocarri e gli aeroplani, oppure in piani a questi paralleli, osservando che in tale orientamento l'indice del radiogoniometro segni zero.

Nel caso di radiogoniometro a piccolo quadro mobile, il telaio sarà disposto con l'asse pararallelo o coincidente con quello longitudinale del mezzo quando l'indice del goniometro segna zero sul quadrante graduato. In tal modo, per gli impianti terrestri e costieri fissi, le radioemissioni polarizzate nel piano Nord-Sud, daranno luogo a radiorilevamenti coincidenti (o poco diversi) con 0° e 180°, mentre per gli impianti di bordo i detti radiorilevamenti corrisponderanno alle radioemissioni polarizzate nel piano longitudinale.

L'aereo supplementare, se esiste, negli impianti a piccolo quadro mobile, sarà orientato nel piano longitudinale del mezzo.

21. - VERIFICA DELL'EFFETTO D'ANTENNA. Montato il radiogoniometro in prova secondo le istruzioni particolari del costruttore ed i dettami dell'articolo precedente, sarà controllato se l'apparecchio in esame presenti o meno l'effetto d'antenna (art. 6).

Pertanto, giovandosi di una stazione fissa trasmittente di prova, oppure di trasmissioni note e costanti, si effettuerà sull'onda più lunga della gamma del radiogoniometro, un primo radiorilevamento manovrando sia gli organi di sintonia, sia quelli di compensazione (qualora l'apparecchio ne sia fornito), e si terrà conto dell'angolo corrispondente al silenzio del telefono rivelatore, sul quadrante graduato del goniometro (per es. 25°); quindi, si roterà di circa mezzo angolo giro il telaio o la manopola della bobina di campo fino ad ottenere di nuovo il silenzio al telefono e si leggerà al goniometro l'angolo corrispondente (per es. 205°).

L'effetto d'antenna mancherà (o sarà perfettamente compensato) se i due angoli differiranno esattamente di 180° sessagesimali (205° — 25° = 180°).

Tali operazioni saranno ripetute per altre frequenze della gamma del radiogoniometro, che differiscano fra loro al massimo di 10 kc/s, fino ad arrivare all'onda più corta. Si verificherà in tal guisa se la compensazione sia perfetta e completa.

Qualora su parte o su tutte le radioemissioni rilevate, nonostante l'accurata manovra degli organi variabili di compensazione, la differenza fra le due letture corrispondenti al silenzio non sia di 180° (per es. 25° e 203° dànno 178°) bisognerà tenerne conto per le successive prove. In ciò consiste l'effetto d'antenna.

Si dovrà allora effettuare la media fra le due letture $\left(\frac{25° + 203°}{2} = 114°\right)$ e considerare come radiorilevamento la direzione corrispondente all'angolo medio diminuito ed accresciuto di 90° (per es. 114° — 90° = 24°; 114° + 90° = 204°).

Quando l'effetto di antenna sia di entità superiore a quello prescritto dalle condizioni contrattuali, si rifiuterà l'apparecchio in collaudo.

22. - VERIFICA DEL SENSO. Rilevata la direzione di provenienza dell'onda più lunga della gamma del radiogoniometro, sempre mantenendo in funzione il trasmettitore di prova, si disporranno gli organi di rilevamento sulle posizioni dette di senso; quindi si effettuerà la manovra prescritta dalle istruzioni del costruttore e si controllerà che il verso indicato dall'indice di senso corrisponda al verso di provenienza dell'onda.

Tale operazione si ripeterà anche per altre frequenze della gamma, e si verificherà che le indicazioni dell'apparecchio corrispondano al verso della stazione di prova.

In mancanza di detto accordo sia su parte, sia su tutte le onde considerate, si rifiuterà il radiogoniometro in collaudo.

23. - VERIFICA DELLE CURVE QUADRANTALI. Saranno verificate le curve quadrantali del radiogoniometro, specie per gli impianti di bordo, in relazione alle onde prescritte dal capitolato tecnico.

Per gli impianti di bordo tali curve non dovranno assolutamente mancare. Il controllo sarà fatto in particolar modo per le trasmissioni su onde corte, per le quali l'errore quadrantale risulta sempre più cospicuo. Il controllo consisterà nel costruire la curva

per l'onda prescritta e nel confrontare che essa coincida con quella rilevata sul posto in precedenza dal costruttore.

Il modo migliore per costruire la curva degli errori quadrantali consiste nel rilevare simultaneamente, a mezzo di un traguardo e del radiogoniometro, una piccola stazione mobile trasmittente che compia dei percorsi pressochè circolari intorno all'impianto r. g. fisso o di bordo.

Quando ció non sia possibile, si faranno assumere all'impianto r. g. diversi azimuth da 0° a 360°, e si rileverà, per ogni direzione, una determinata stazione fissa trasmittente, che sia o rilevabile otticamente, o se ne conosca la posizione geodetica.

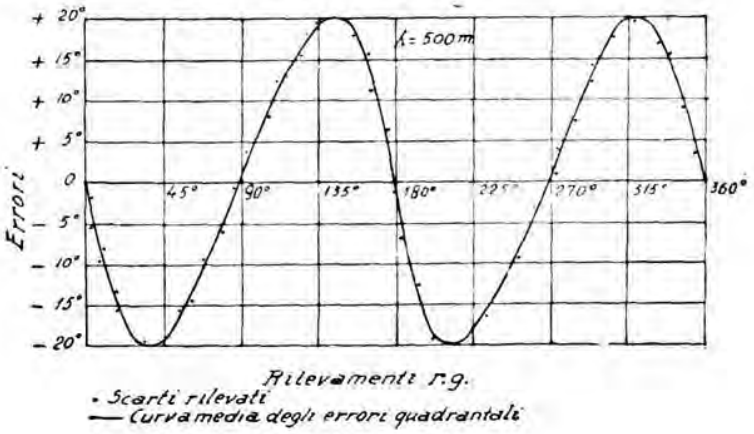


Fig. 14.

Qualora non sia possibile effettuare il rilievo nei modi anzidetti, si potranno utilizzare stazioni fisse terrestri esattamente identificate, le quali compiano giornalmente lunghe trasmissioni per servizio. Il radiorilevamento sarà fatto, sia sulle trasmissioni r. t., sia sulle trasmissioni r. f. Quindi, portando, in un diagramma cartesiano ortogonale, come ascisse i radiorilevamenti da 0° a 360° e come ordinate le differenze fra il rilevamento radiogoniometrico e quello polare vero corrispondente, si otterrà, per l'onda captata, la curva richiesta. Un esempio di curva quadrantale si potrà osservare nella fig. 14.

Per attenuare gli errori quadrantali, la Compagnia Marconi negli impianti di bordo del tipo Bellini-Tosi dispone delle bobine d'induttanza variabili su di uno dei telai fissi dell'aereo; e se

dall'esame della curva quadrantale risulta uno spostamento dei minimi nodali nel senso orizzontale, essa fa rotare del medesimo angolo l'intero sistema degli aerei incrociati, mentre, se lo spostamento si verifica nel senso verticale, agisce sul quadrante graduato oppure corregge la posizione della bobina di ricerca rispetto alle bobine fisse dell'unità goniometrica. Per gli impianti a telai girevole, Horton propone di effettuare la compensazione utilizzando un telaio fisso abbracciante quello mobile, e suggerisce di disporlo nella direzione poppa-prua con conveniente accoppiamento col telaio girevole del radiogoniometro.

24. - VERIFICA DEI SISTEMI COMPENSATORI DELL'ERRORE SEMICIRCOLARE. Per tale verifica, si orienterà la nave, o il velivolo, o l'automezzo, in guisa che il piano trasversale coincida con la direzione di provenienza dell'onda da captare. Quindi si osserverà che si origini un minimo assoluto di suono, rilevando la stazione di prova, minimo che dovrà risultare uguale a quello che si ode quando la trasmissione capita nel piano longitudinale.

Nel caso che ciò non si verifichi, ma si noti una zona di minimo, anzichè un minimo netto nel radiorilevamento per traverso, l'errore semicircolare non sarà compensato. Si osserverà che la zona di minimo sia contenuta nei limiti prescritti dal capitolato tecnico ed in ogni caso che non superi i 6°. Contrariamente sarà necessario ordinare una più accurata sistemazione dell'impianto r. g.

25. - CURVA DI CALIBRAZIONE. Sarà fornita o rilevata sul posto dal costruttore. Essa, come si è detto, dà, in un diagramma cartesiano, la linea congiungente i rilevamenti polari veri, in funzione dei radiorilevamenti. Per ogni onda di prova sarà prescritta una curva di calibrazione.

La curva di calibrazione (vedi fig. 15) si traccerà, tenendo conto, per l'onda di prova, della relativa curva quadrantale, portando come ascisse i rilevamenti r. g. e come ordinate i corrispondenti rilevamenti polari veri. Si controllerà che la curva così tracciata coincida con quella fornita o rilevata dal costruttore.

26. - PROVA DELLA SENSIBILITÀ DEL RADIOGONIOMETRO E ZONA DI MINIMO SUONO O DI SILENZIO. Poichè interessa, per l'utile impiego di un radiogoniometro, che esso abbia la massima sensibilità, com-

patibilmente con l'angolo di minimo suono o di silenzio, sarà controllato che l'apparecchio capti e rilevi anche onde elettromagnetiche i cui campi siano, nel posto di rilevamento, dell'ordine di qualche microvolt per metro (da 5 a 10 microvolt per metro), dando luogo ad una zona di minimo o di silenzio non superiore a due gradi per onde persistenti e non superiore a quattro gradi per onde smorzate o radiotelefoniche. Saranno rifiutati i radiogoniometri che per i campi prescritti dal capitolato tecnico diano luogo a zone di minimo o di silenzio più ampie di quelle suddette.

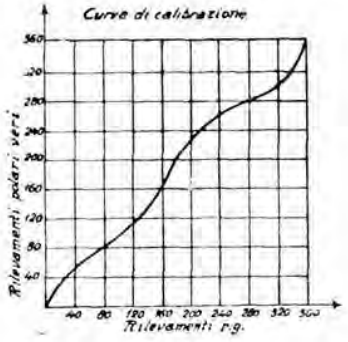


Fig. 15.

27. - DETERMINAZIONE DELL'ERRORE DEL RADIOGONIOMETRO. Fissato l'apparecchio in collaudo in posizione geodeticamente nota, possibilmente secondo le prescrizioni dell'articolo 20, saranno rilevate, alternativamente, su di una stessa onda, le radio emissioni persistenti smorzate e modulate di due stazioni trasmittenti fisse, situate in località anche geodeticamente note, e formanti con l'impianto r. g. in prova un angolo determinato. Quindi si correggeranno i radiorilevamenti in base alla curva di calibrazione relativa all'onda captata, se ne farà la differenza, e all'angolo così avuto si sottrarrà quello polare vero. Lo scarto ottenuto caratterizzerà l'errore del radiogoniometro in prova. La suddetta determinazione dovrà farsi per tutte le onde prescritte dal capitolato tecnico. Gli errori eventuali non dovranno superare quelli indicati dal capitolato stesso e, in ogni caso, non dovranno oltrepassare un grado per onde persistenti e due gradi per onde smorzate o modulate. In caso contrario, sarà rifiutato il radiogoniometro in esame.

Le presenti norme, adottate in via di esperimento dalla sezione misure dell'Istituto R. T. militare, potrebbero servire eventualmente di guida, oltre che agli attrezzati laboratori tecnici nazionali, per l'esame dei ricevitori di radiodiffusione, anche agli enti statali ed alle compagnie di navigazione, sia negli acquisti, sia nelle prove di collaudo dei radioricevitori e dei radiogoniometri destinati all'addestramento del personale specializzato ed ai collegamenti r. t. militari e civili.

dott. ing. DONATO GILIBERTI
capitano del genio

dott. ing. FRANCO GALOTTI
capitano del genio

BIBLIOGRAFIA.

R. MESNY. Usage de cadre etc. Chiron, 1925, Paris.

D. GILIBERTI. Esame tecnico e prove comparative sui radiogoniometri. *Boll, R. T. del R. Esercito,* n. 4, 1927.

KEEN. Direction Finders. Londra, 1927.

D. GILIBERTI. La radiogoniometria, *Boll. R. T. del R. Esercito,* n. 2, 1929.

NORMAN LEA. The calibration of Naval Direction Finders. *Marconi Review,* 1929.

COMITATO DI STANDARDIZZAZIONE. *Proceedings of radio Eng.* 1926, 1927, 1928, 1929, 1930.

YEAR BOOK OF THE INSTITUTE OF RADIO ENGINEERS. New York, 1929, 1930, 1931.

GINO MONTEFINALE. La calibrazione dei radiogoniometri di bordo. *Dati e Memorie sulle Radiocomunicazioni,* 1931.

E. GNESUTTA. Misure sui radioricevitori radiofonici ed apparati relativi. *Dati e Memorie sulle Radiocomunicazioni,* 1931.

C. E. HORTON. The Pratical corrections of a Wireless Direction Finders due to the Metalwork of a ship. *Exp. Wireless,* 1931.

G. PESSION. Misure Radiotecniche. Hoepli, 1931.

NOTA: Gli schemi delle figure 2 e 3, pagg. 35 e 36, sono stati tratti dalla Memoria «Misure sui ricevitori radiofonici ed apparati relativi» dell'Ing. E. Gnesutta e corrispondono ad apparecchi realizzati dallo stesso ing. Gnesutta nella Ditta Allocchio & Bacchini di Milano.

Modi di vibrare e coefficiente di temperatura dei piezoscillatori [1]

SOMMARIO — *1) Con gli ordinari piezoscillatori a disco si riscontrano determinate direzioni di vibrazione naturale, che risultano dalla struttura del cristallo. È opportuno scegliere queste direzioni anche per il taglio degli oscillatori a verga, poichè solo allora le frequenze praticamente misurate corrispondono a quelle calcolate, dato che in tal caso la direzione di vibrazione coincide con l'asse a differenza di quanto accade nei quarzi ordinari.*

I modi di vibrare degli oscillatori a disco sono particolarmente complicati. Essi dànno luogo a fortissimi sovraccarichi locali. Per evitarli e per uniformare il carico sul disco, occorre sagomare opportunamente il contorno dell' oscillatore.

2) La stabilità dei trasmettitori a quarzo dipende dal modo come esso viene usato; si sono studiate sperimentalmente le condizioni migliori per avere la massima costanza.

I sostegni usati ordinariamente in pratica, in cui il quarzo è costretto tra due piatti rigidi, disturbano gravemente il funzionamento. Si descrivono metodi di montaggio atti ad attenuare questo inconveniente.

3) Il coefficiente di temperatura degli oscillatori è in parte determinato dal coefficiente di dilatazione termica e dalla variazione del modulo di elasticità in funzione della temperatura. Un calcolo preliminare del coefficiente è però impossibile, perchè esso non dipende solo dalle costanti naturali, ma anche dalle dimensioni dell'oscillatore. Quest' ultima circostanza offre la possibilità di ottenere un valore arbitrario prestabilito del coefficiente, in corrispondenza di una certa temperatura, ed anche il valore zero.

Un confronto tra i coefficienti di temperatura statico e dinamico del modulo di elasticità non è possibile, poichè le risonanze tra vibrazioni longitudinali e trasversali complicano singolarmente il fenomeno.

INTRODUZIONE.

La grande importanza raggiunta oggi dai piezoscillatori a quarzo nelle applicazioni radioelettriche è dovuta al fatto che per mezzo di essi è possibile realizzare generatori ad alta frequenza aventi una costanza straordinariamente elevata.

Fra i molti minerali piezoelettrici si adopera quasi esclusivamente il quarzo, che unisce alla elevata resistenza meccanica ed

(1) Studio pubblicato dalla rivista "*Zeitschrift für Hochfrequenztechnik*", Vol. 38, n. 1, 1931.

elettrica uno smorzamento minimo, il quale permette di adoperarlo anche come un ottimo risonatore per il controllo delle frequenze.

Per quanto però l'oscillatore a quarzo sia oggi molto diffuso nei laboratori e nelle stazioni trasmittenti, la letteratura mostra che il suo funzionamento non è ancora ben chiarito.

Secondo le varie pubblicazioni apparse sulle vibrazioni dei cristalli (1), le frequenze proprie degli oscillatori si possono calcolare in base alle dimensioni e al modulo di elasticità. In realtà le frequenze così calcolate presentano qualche diversità rispetto a quelle effettive, ma si tratta di piccole differenze che si possono calcolare con le formole di Lord Rayleigh (2), o per interpolazione tra valori praticamente accertati.

Circa i vari modi di vibrare che si riscontrano nell'esperienza e la loro spiegazione dal punto di vista fisico, la letteratura scientifica dà finora delle ipotesi che non si possono accordare con la struttura dei cristalli (3). Anche le ricerche sulla costanza di frequenza che è possibile raggiungere e sulla influenza che su di essa esercita la temperatura hanno condotto a risultati discordanti (4).

Il presente lavoro mira pertanto a studiare nella prima parte i vari modi di oscillare, nella seconda i metodi adatti a mantenere costante la frequenza, e nella terza i coefficienti di temperatura e le cause che su di essi influiscono.

1. I MODI DI OSCILLARE.

1. LA FREQUENZA PROPRIA. — Il calcolo in prima approssimazione si può eseguire applicando le regole ordinarie. Consideriamo un campione a forma di parallelepipedo, e riferiamolo a

---

(1) D. W. Dye. *Proc. Phys. Soc.*, Londra, 38, 399, 1926. - L. v. Laue. *Z. f. Phys.* 34, 347, 1925. - W. G. Cady, *Phys. Rev.* 19, 381, 1922.

(2) Rayleigh. « Teory of Sound ». Vol. I, 1877.

(3) S. Namba e S. Matsumura. *Res. Elektrot. Lab.* Tokio, 248, 1929, pag. 5, fig. 5.

(4) A Meissner. *Z. Hochfrequ.* 29, 20, 1927 — W. F. Powers, *Phys. Rev.* 23, 783, 1924. — R. C. Hitschcock, *Proc. Inst. Radio Eng.* 15, 902, 1927 — G. W. Pierce, *Proc. Am. Acad. of Arts and Sciences.* Vol. 63, n. 1, 1928.

tre assi $X\ Y\ Z$ perpendicolari alle tre coppie di facce (fig. 1), dei quali sia X l'asse elettrico e Z quello ottico.

Occorre tener presente che l'oscillatore, perchè sia applicabile quanto in seguito diremo, deve essere tagliato dal cristallo naturale nel modo ordinario, e cioè con la faccia principale perpendicolare ad uno dei tre assi elettrici, poichè il campo elettrico deve agire in direzione parallela ad uno di tali assi.

Campioni tagliati diversamente, per es. con faccie parallele agli assi elettrici, non hanno formato oggetto di questa ricerca (5).

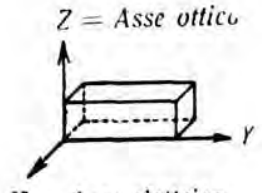


FIG. 1.

Se è l la dimensione del campione parallela all'asse elettrico, la frequenza della vibrazione longitudinale (parallela al detto asse) è data da:

$$\nu = \frac{1}{2\,l}\sqrt{\frac{E_x}{\rho}} \text{ cicli} \qquad (1)$$

in cui E_x è il modulo di elasticità nella direzione di vibrazione considerata e ρ la densità:

$$E_x = 7.87 \times 10^5 \frac{kg}{cmq}\,, \qquad \rho = 2{,}65 \frac{g}{cmc}$$

Introducendo questi valori in (1), si ha:

$$\nu = \frac{2{,}705}{l} \cdot 10^5 \text{ cicli} \qquad (l \text{ in cm}).$$

Per la vibrazione secondo l'asse y, la frequenza si calcola nello stesso modo, poichè E si mantiene costante nel piano $X\ Y$.

(5) Cfr. loc. cit. (3) pag. 6 e 7.

Alla frequenza così calcolata occorre apportare qualche correzione (errori di spessore) di cui sarà più ampiamente trattato in seguito (6).

2. DIREZIONI DI VIBRAZIONE. — Se il campione ha la forma di un disco, con le basi normali all'asse elettrico, si hanno tre diverse frequenze (7). Di esse l'una è secondo l'asse elettrico e le altre secondo due direzioni perpendicolari ad esso e facenti con l'asse ottico rispettivamente un angolo di:

$$-48^\circ\ 19' \quad \text{e} \quad +71^\circ\ 32'$$

Della esistenza di queste due vibrazioni si è occupato Meissner (8). Esse coincidono con le direzioni di massimo e di minimo modulo di elasticità del quarzo.

Se a partire dal centro di una sfera di quarzo si immaginano condotti i vettori che rappresentano i moduli di elasticità misurati in essa nelle varie direzioni e si riuniscono poi tutti gli estremi di tali vettori, si ottiene la superficie di elasticità. L'equazione della reciproca di questa, cioè della superficie di dilatazione, è stata data da Voigt (9) sotto la forma:

$$\begin{aligned} S = \frac{1}{E} = {} & s_{11}\ \text{sen}^4\ \varphi + s_{33}\ \cos^4\ \varphi + \\ & + (s_{44} + 2\ s_{13})\ \text{sen}^2\ \varphi\ \cos^2\ \varphi + \\ & + 2\ s_{14}\ \text{sen}^3\ \varphi\ \cos\ \varphi\ \text{sen}^3\ \vartheta. \end{aligned} \qquad (2)$$

La posizione relativa degli assi e gli angoli φ e ϑ in base a cui questa formola è scritta sono indicati nelle fig. 2, *a*, *b*, *c*,; $\frac{1}{s_{11}}$ cioè E_{11} ecc.... indicano i moduli di elasticità nelle varie direzioni.

Le figure 3-a e 3-b mostrano l'intersezione della superficie di elasticità con i piani $Y\ Z$ ed $X\ Z$. Esse si ricavano introdu-

(6) Cfr. loc. cit. (3) pag. 4 e 5.

(7) F. Kohlrausch, *Lehrb. d. prakt. Phys.* Lipsia, 1927, pag. 678.

(8) A Meissner, *Phys. Z.* 28, 621, 1927.

(9) W. Voigt, Die Fundament. Phys. Eigensch. d. Kristalle, Lipsia 1898, pag. 164.

cendo una opportuna condizione nella relazione (2); così per il caso della fig. 3-a si deve porre:

$$\text{sen } 3\,\vartheta = 0 \qquad \text{da cui } \vartheta = 0 \qquad \text{oppure } \vartheta = 60^\circ$$

A noi interessa solo il caso $\vartheta = 0$ (taglio ortogonale all'asse elettrico).

Come si vede in figura, vi sono in questo piano due massimi e due minimi del modulo di elasticità, e più precisamente:

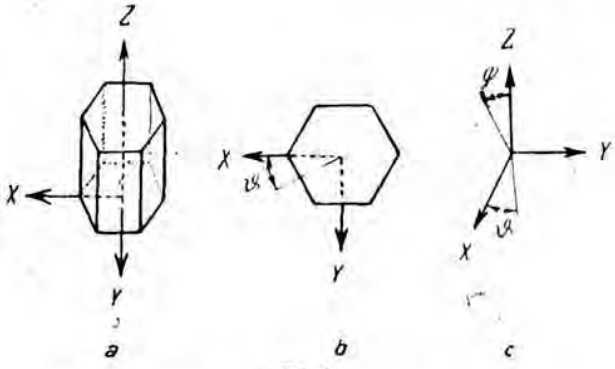


FIG. 2.

Posizione degli assi e degli angoli nel quarzo.

i massimi si hanno per $\varphi = -48^\circ\ 19'$ e $\varphi = 11^\circ\ 7'$, a cui corrispondono $E = 13{,}05$, ed $E = 10{,}33$.

I minimi si hanno per $\varphi = 0^\circ\ 0'$ e $\varphi = 71^\circ\ 32'$, a cui corrispondono $E = 10{,}2 \times 10^5$ ed $E = 7{,}06 \times 10^5\ \frac{\text{Kg}}{\text{cm}^2}$ ([10]).

$$s_{11} = 12{,}7 \quad s_{33} = 9{,}8 \quad s_{44} = 19{,}6 \quad [\times 10^{-13}\ \text{C G S}]\ ([11])$$
$$s_{12} = -1{,}6 \quad s_{14} = -4{,}23 \quad s_{13} = -1{,}49.$$

Mettere in luce l'esistenza delle due direzioni di vibrazione avanti dette non è cosa facile, poichè la costante piezoelettrica, che rappresenta il legame tra le oscillazioni meccaniche e quelle

([10]) Cfr. anche Th. Liebisch, *Grundr. d. phys. Kristallographie*, Lipsia 1896, pag. 439.

([11]) W. Voigt, Lehrb. d. Kristallphysik, Lipsia 1910. — F. Giebe e A. Scheibe, Ber. d. Phys. Techn. Rechsanst., Manuskrip, pag. 29, 1928.

elettriche, presenta per la direzione — 48° 19' un valore notevolmente più piccolo che per le altre direzioni.

Per ottenere il valore in qualsiasi direzione, si può, come per il modulo di elasticità, calcolare la superficie piezoelettrica. Secondo Voigt, si riesce in questo modo ad individuare le due costanti desiderate.

$$d_{11} = -6{,}32 \cdot 10^{-2}$$
$$d_{14} = 1{,}42 \cdot 10^{-2}$$

L'orientamento degli assi e l'angolo sono gli stessi che per le fig. 2-a, b, c.

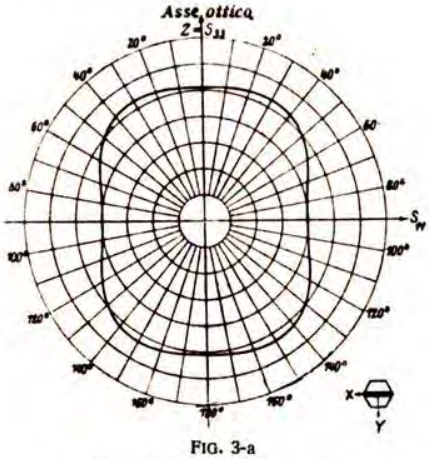


FIG. 3-a
Sezione della superficie di elasticità col piano $Y\,Z$.

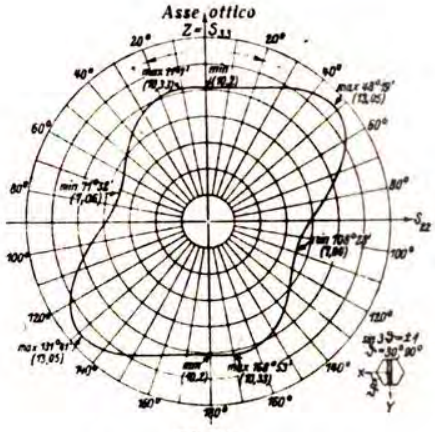


FIG. 3-b
Sezione della superficie di elasticità col piano $X\,Z$.

Le figure 4 e 5 indicano le intersezioni della superficie piezoelettrica con i piani $X\,Z$ e $Y\,Z$: di esse la seconda è più importante in relazione alle direzioni di vibrazione considerate.

In fig. 5 si ha il massimo della costante piezoelettrica per

$$\text{tang } 2\,\varphi = \frac{d_{14}}{d_{11}} = -0{,}225$$
$$\varphi = +\,83^0\ 39'\ 36''$$
$$d_{max} = 6{,}4 \cdot 10^{-2}\ (^{12})$$

(12) Cfr. loc. cit. (9), pag. 101 e 102.

e in corrispondenza $\varphi = -96^\circ\ 20'\ 24''$ (compreso tra $-6^\circ\ 20'\ 24''$ e $+173^\circ\ 39'\ 36''$).

(Nella fig. 5 le due metà della curva a destra e sinistra dell'asse ottico sono tracciate leggermente distaccate in modo da indicare meglio l'andamento della curva in vicinanza dell'asse ottico).

a) Campioni sotto forma di verghe.

Le vibrazioni che si hanno nelle due direzioni avanti considerate sono molto più forti di quella che si può ottenere nella direzione dell'asse *Y*. Se l'oscillatore non ha la forma di un

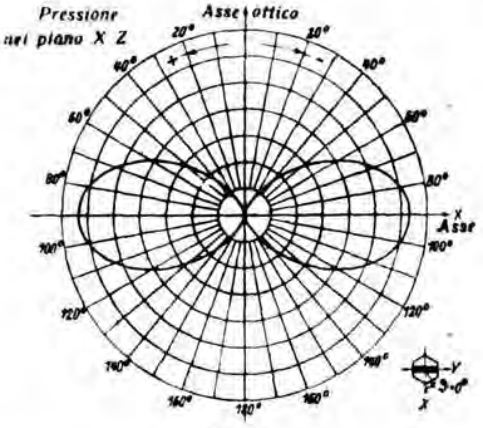


FIG. 4.
Intersezione della superficie piezoelettrica con il piano *X Z*.

disco, ma di un parallelepipedo con gli assi disposti secondo gli assi del cristallo, non si riesce ad avere una vibrazione pura nella direzione *Y* ([13]); ma si ha invece una combinazione tra una vibrazione naturale ed una che dipende della forma geometrica del campione. Questo fatto può dar luogo a vibrazioni risultanti estremamente complicate.

([13]) L'espressione usata nella letteratura scientifica: « Vibrazione nella direzione dell'asse meccanico » secondo l'A. è inesatta, poichè l'asse *Y* non può essere considerato come un asse meccanico, come si vede chiaramente dall'andamento dei moduli di elasticità.

Hehlgans ([14]), sperimentando mediante effetti luminosi, ha notato che sulla faccia di base (quella perpendicolare all'asse *Y*) si ha una distribuzione disuniforme delle ampiezze di vibrazione ed ha trovato conferma del fatto che il minimo del modulo di elasticità coincide con il minimo della costante piezoelettrica (cfr. la fig. 3-a con la 5. Ambedue queste constatazioni confermano che la direzione di vibrazione non coincide con l'asse *Y*. Per illu-

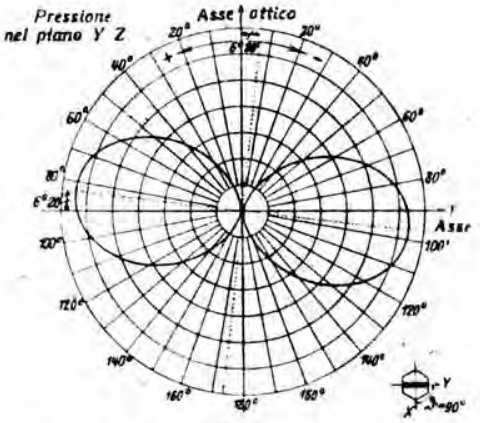


FIG. 5.
Intersezione della superficie piezoelettrica con il piano *Y Z*.

strare con un esempio questa osservazione, ha sperimentato un oscillatore con le seguenti dimensioni:

$$x = 0{,}505 \qquad y = 2{,}70 \qquad z = 1{,}18 \text{ cm.}$$

Secondo la (1) si dovrebbe avere una frequenza di $1{,}0065 \cdot 10^5$ cicli, invece si è misurato $0{,}9680 \cdot 10^5$ cicli, con una divergenza di $+ 4\,\%$.

Tale differenza è però solo apparente; infatti, mediante la polvere di licopodio, si è trovato (fig. 6) che la direzione vera di vibrazione forma con l'asse *Y* un angolo di circa $- 13^0$, quindi la lunghezza effettiva da portare in conto nella (1) è a rigore un po' maggiore di quella misurata ortogonalmente alle facce, cioè 2,775 cm.; vi è inoltre anche il fatto che, nella direzione detta, *E*

([14]) F. W. Helgans, *Jenaar Diss.*, *Ann. d. Phys.* **86**, 620 e 621, 1928.

è minore; quindi la frequenza secondo la (1) scende a 0,94 × 10^5 cicli, che presenta rispetto al valore misurato uno scarto di solo — 2,9 %.

Da questi fatti possiamo trarre le due seguenti conclusioni:

1 - Per un oscillatore a forma di verga, eccitato a vibrare secondo l'asse *Y*, la frequenza effettiva non coincide con quella calcolata, a meno che la lunghezza secondo *Y* non sia molto grande rispetto alle dimensioni trasversali, nel qual caso si ha una oscillazione combinata e vengono meno le considerazioni suddette.

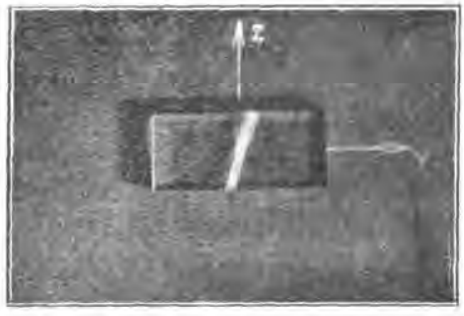


FIG. 6.

Linea nodale di un oscillatore a taglio normale vibrante secondo l'asse *Y*.

2 - Se il cristallo viene tagliato, invece che nel modo ordinario, in maniera che la coppia di facce su cui è eccitato sia normale ad una delle direzioni di vibrazione naturale di cui si è parlato, la frequenza misurata si approssima di più a quella data dalla (1).

Per estendere l'indagine, si sono tagliati dei cristalli in modo diverso dall'ordinario ed in maniera che la direzione di vibrazione naturale coincidesse con l'asse geometrico dell'oscillatore. La fig. 7 indica l'orientazione dei due campioni sperimentati; le dimensioni erano: lunghezza nella direzione di vibrazione 3,5 cm., nella direzione dell' asse elettrico 0,5 cm., e la terza 1,00 cm. Applicando la (1) ed introducendo in essa i valori di *E* dati dai diagrammi, si calcolano delle frequenze che differiscono dalle effettive per:

+ 0,25 %	quella secondo	— 48° 19'
+ 0,64 %	»	» 71° 32'

Ad avvalorare questi risultati, sta il fatto che nella fig. 3-a il massimo in corrispondenza di 48° 19' è assai più acuto del minimo corrispondente a + 71° 32'. La fig. 8 indica che l'oscillazione segue esattamente la forma geometrica del campione, al contrario dell'altro oscillatore della fig. 6.

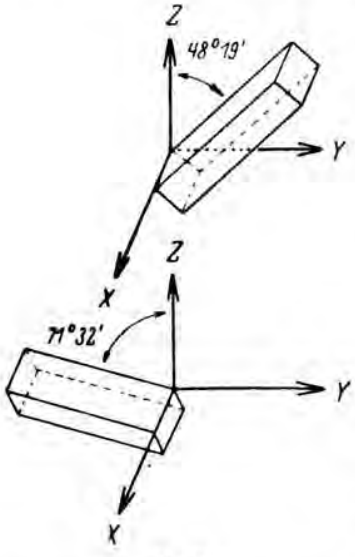


FIG. 7.

Oscillatori orientati secondo il massimo ed il minimo del modulo di elasticità (cfr. in proposito la fig. 1).

Da questi risultati si ricava una conclusione interessante per i tecnici, e cioè che si devono scegliere per il taglio soltanto le direzioni sopra indicate. Tra le due è più favorevole quella + 71° 32' per queste due ragioni:

1 - Il modulo di elasticità è minore e ciò è importante per le basse frequenze, poichè si ha un oscillatore più corto.

2 - La costante piezoelettrica è solo poco più piccola rispetto a quella secondo l'asse *Y*; mentre è molto grande rispetto a quella secondo — 48° 19'. Ciò ha per conseguenza che per eccitare la vibrazione basta la sola reazione attraverso la capacità placca-griglia del tubo, anche se si tratti di oscillatori di grandi dimensioni. L'esperienza dice che, se si assume eguale a 100 % la reazione necessaria per far oscillare un campione tagliato secondo — 48° 19', basta solo il 40 % se lo si taglia secondo + 71° 32'.

b) Campioni tagliati a disco.

Assai più complicate sono le vibrazioni dei dischi, particolarmente di quelli usati per stabilizzare le onde da 300 a 40 metri;

l'affermazione di alcuni autori ([15]), che l'oscillazione sia simile a quella di una membrana spessa, non trova esatta rispondenza pratica a causa dell'anisotropia del materiale. La superficie non vibra infatti in tutta la sua estensione, ma solo in alcuni punti, mentre altri restano quasi del tutto in quiete. Riportiamo a tal proposito in fig. 9, la fotografia di un disco vibrante immerso nell'olio (esperienza di Wood e Loomis) ([16]); si vedono chiaramente i punti di massima e minima ampiezza. Se si varia leggermente la frequenza eccitatrice, la forma di oscillazione si converte grada-

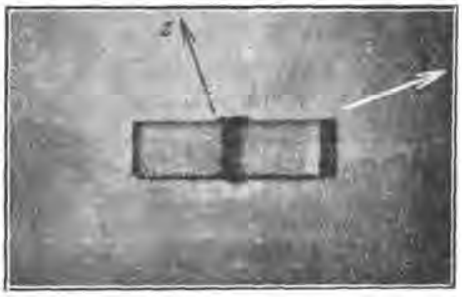


FIG. 8.

tamente in un'altra. Questo fatto costituisce un difetto di tali tipi di oscillatori poichè dimostra come la frequenza di essi può variare al variare della capacità del circuito oscillante di placca, dando luogo alle così dette « frequenze laterali » ([17]).

Questi fenomeni, che sono ordinariamente chiamati disturbi locali, non possono dipendere da imperfezioni della piastrina, poichè sono caratteristiche di tutti gli oscillatori di questo tipo, anche se privi di qualsiasi difetto ottico e tagliati con facce esattamente parallele; ma devono attribuirsi invece a interferenze tra le vibrazioni longitudinali e quelle trasversali.

Il fatto, che la piastrina oscilla solo in corrispondenza di zone ristrette, porta in pratica alla grave conseguenza che si

---

([15]) S. Namba - Cfr. (3).

([16]) R. W. Wood e A. L. Loomis - *Phys Rev.* (2) **29**, 373, 1927.

([17]) P. v. Handel, *E. N. T.* **7**, 38, 1930.

hanno forti concentrazioni locali del carico, e quindi essa può rompersi anche quando la potenza complessiva dall'oscillatore è relativamente piccola. Ne risulta che l'eliminazione di queste risonanze locali consentirebbe di elevare di molto la potenza che la piastrina può dare senza che si verifichi la rottura.

Affinchè quest'ultima circostanza si verifichi, è necessario che, in tutte le direzioni contenute nel piano *Y Z*, in cui hanno luogo le vibrazioni trasversali *Y*, si abbia la stessa frequenza, il che però, a causa della anisotropia del modulo di elasticità, non può accadere se la piastrina è circolare. Per avere tale frequenza unica, è necessario tagliare la piastrina in modo che la sua dimensione nelle varie direzioni sia proporzionale alla radice quadrata del modulo di elasticità. In questo caso, come si vede in fig. 10, la polvere di licopodio viene da tutte le direzioni a concentrarsi uniformemente verso il punto di mezzo della piastrina e tende ivi ad ammucchiarsi.



FIG. 9.

Oscillatore a disco vibrante immerso nell'olio.

Esperienze eseguite sulle vibrazioni longitudinali (secondo l'asse *X*) hanno dimostrato che per tali vibrazioni non si riesce a raggiungere completamente le condizioni ideali come per un materiale isotropo. Si può in ogni modo ridurre il numero ed aumentare l'estenzione delle zone di risonanza, avvicinandosi così alla ripartizione uniforme del carico sulla superficie della piastrina, senza però arrivarvi, perchè il modulo di elasticità nella direzione dello spessore non è ben conosciuto.

Il secondo vantaggio degli oscillatori conformati a disco sta nel fatto che per mezzo delle vibrazioni nel piano *Y Z* si ha una

utilizzazione molto più alta del materiale in confronto di quella che si ottiene con gli oscillatori a quarzo.

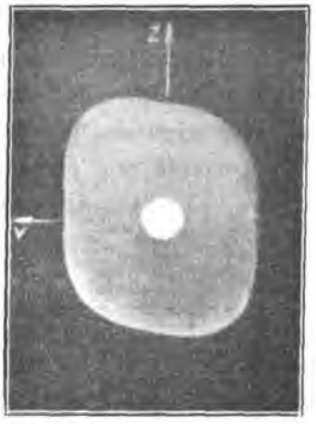


FIG. 10.

Oscillatore a piastrina il cui contorno è disegnato in base alle radici quadrate del modulo di elasticità.

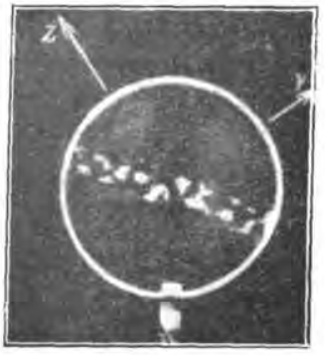


FIG. 11.

Piastrina che vibra nella direzione del massimo modulo di elasticità 95.100 cicli.

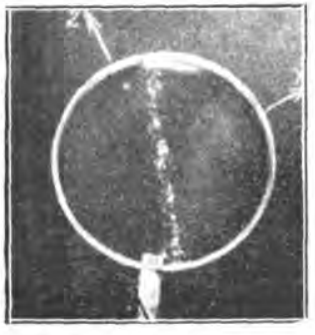


FIG. 12.

La stessa piastrina vibrante nella direzione del minimo modulo di elasticità. 77.000 cicli.

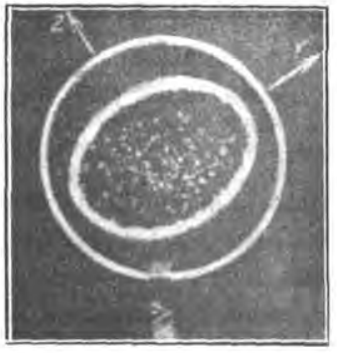


FIG. 13.

La stessa piastrina, fatta vibrare con 78.800 cicli.

Diamo ora un'idea degli altri modi con cui possono vibrare le piastrine ordinarie. A tale scopo abbiamo eseguite delle esperienze mediante un piccolo trasmettitore avente circa 3 watt in

alta frequenza. Variando leggermente la lunghezza d'onda per mezzo di un condensatore a comando micrometrico, si ottengono le figure nodali riportate.

Le figure 11 e 12 mostrano una piastrina che vibra una volta secondo la direzione del massimo e una volta del minimo modulo di elasticità. Il diametro è di centimetri 3,5 e lo spessore di cm. 2. Le faccie perpendicolari all'asse elettrico (quelle nel piano della figura) erano argentate, e la corrente era portata dai conduttori che si vedono in figura. Le figg. 13, 14 e 15 indicano altri modi di vibrare della stessa piastrina.

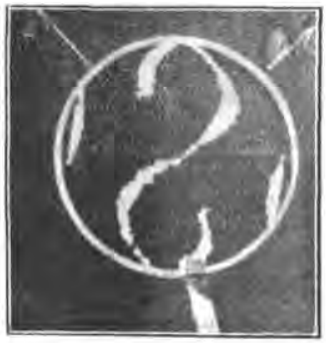


FIG. 14.

La stessa piastrina fatta vibrare con 84.500 cicli.



FIG. 15.

La stessa piastrina fatta vibrare con 90.600 cicli.

Oltre a queste oscillazioni « stabili », cioè tali che la polvere di licopodio resta ferma nelle linee nodali, ve ne sono anche di quelle in cui la polvere, durante un periodo a volte abbastanza breve, percorre una determinata traiettoria. Questo caso è illustrato dalla fig. 16, in cui è anche indicato il senso del movimento.

Tutte queste vibrazioni sono evidentemente combinazioni di oscillazioni longitudinali e trasversali, e non si osservano nei dischi molto sottili.

Con le figure riportate, non sono contemplate tutte le possibili forme di oscillazione. Ve ne sono ancora molte altre, che non abbiamo riprodotte, e che non è facile ritrarre.

Da queste ricerche, è risultato che esclusivamente cospargendo l'oscillatore di polvere di licopodio, o immergendolo in un fluido (facendo astrazione dai metodi ottici), si possono individuare i punti di massima e minima ampiezza. I fenomeni luminosi nei gas rarefatti non possono servire allo scopo, perchè l'anisotropia del modulo di elasticità ha nel cristallo un andamento nettamente diverso a quello della costante piezoelettrica.

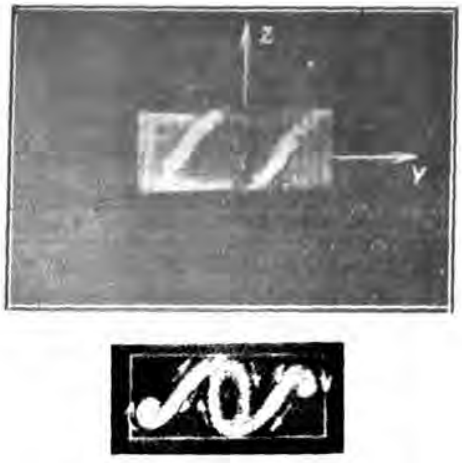


FIG. 16

Oscillazione « fluttuante » di un oscillatore a forma di verga.

3. RESISTENZA. — L'energia assorbita dall'oscillatore o dal risonatore è convertita in energia meccanica, e l'ampiezza corrispondente, per un assorbimento costante di energia, dipende dallo smorzamento interno ed esterno. Lo smorzamento interno è molto piccolo, ed il corrispondente decremento logaritmico arriva al massimo a 10^{-4} circa. Se lo smorzamento interno (dovuto all'aria) viene molto attenuato, può accadere quindi che il limite di elasticità venga superato anche per assorbimenti relativamente piccoli di energia, producendosi così la rottura.

In fig. 16-a) è rappresentato un quarzo che si è rotto in questo modo. La piastrina era eccitata a vibrare nella direzione

$+ 71^0\ 32'$, cioè secondo il minimo modulo di elasticità. Tutti i pezzi in cui la piastrina si è rotta hanno angoli di $104^0\ 4'$ con

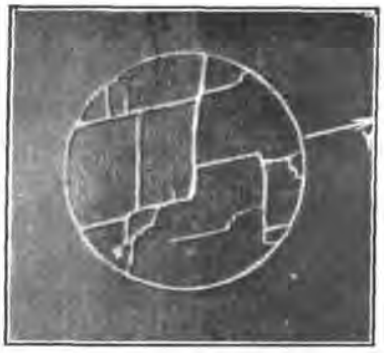


FIG. 16-a.

Rottura di un oscillatore eccitato a vibrare nella direzione del minimo modulo di elasticità.

l'approssimazione di 2 a 3 primi. Ciò dimostra che il quarzo ha ceduto in una direzione un po' diversa da quella del minimo modulo e della massima ampiezza.

(continua)

HARALD STRAUBEL
(Istituto fisico-tecnico dell'Università di Jena)

(Trad. dell'ing. U. TIBERIO).

RECENSIONI

I raggi infrarossi nella tecnica dei collegamenti e della sicurezza. (Ultrarote Strahlen in der Nachrichtentechnik und im Sicherungswesen). G. GRESKY. *V. D. I.*, v. 75, n. 41, 10 nov. 1931, pp. 1270-1274, fig. 12.

Importanza dei raggi infrarossi per i collegamenti e per le segnalazioni di sicurezza in aeronautica, in navigazione e nella regolazione del traffico. Generazione. Principali caratteristiche in relazione agli scopi suddetti, esposte in tavole e curve.

Recenti progressi nell' orientamento radioelettrico delle navi e delle aeronavi. (Récents progrés dans le guidage radio-élect. des navires et aéronefs). P. DAVID. *Rev. Industrielle*, v. 61, nn. 2266 e 2267, sett. e ott. 1931, pp. 512-517 e 584-589, fig. 21.

Uso della radiogoniometria su aeroplani; reti radiogoniometriche terrestri; trasmettitori radiogoniometrici rotanti e fissi; radio fari. (*Continua*).

Comitato di ricerche radio. (Radio research Board). *Engineer*, v. 152, n. 3956, 6 nov. 1931, p. 485.

Rassegna dei lavori sperimentali in corso nei laboratori di Slough e Teddington. Studi importanti sono stati effettuati sulle onde inferiori a 50 metri. Nel campo della radiogoniometria sono state fatte utili modifiche al sistema Adcock. Risultati ottenuti con i radiofari rotanti.

Progresso tecnico delle cellule fotoelettriche. (Engineering development of photovoltaic cells). C. G. FINK e D. K. ALPERN. *Trans. am. electrochem. soc.*, v. 58, 1930, pp. 275-295 e 295-298, fig. 9.

Nuove cellule fotoelettriche per scopi industriali; descrizione, dati e curve caratteristiche.

Recenti ricerche sull'attenuazione. (Recherches récentes sur le fading). H. MARCHAND. *Ind. Elèctrique*, v. 40, n. 941, 10 sett. 1931, pp. 391-395.

Discussione delle opinioni espresse recentemente da E. Merrit, W. E. Bostwich e Mc Lean nei riguardi del fenomeno della attenuazione delle radio trasmissioni.

Applicazione del telegrafo scrivente ai radiocircuiti ad onde lunghe. (Application of printing telegraph to long-wave radio circuits). A. BAILEY e T. A. MC CANN. *Bell system techn. Journ.*, v. 10, n. 4, ott. 1931, pp. 601-615, fig. 7.

Disposizioni impiegate per la telegrafia scrivente ad onde lunghe transatlantica. Risultati di esperimenti svolti fra Rocky Point e Rochester, N. Y.

Prove di ricezione televisiva con il tubo di Braun. (Ueber Fernempfangsversuchen mit der Braunschen Roehre). E. BUSSE. *Fernsehen*, v. 2, n. 4, ott. 1931, pp. 252-253.

Osservazioni sulle possibilità d'impiego del procedimento e sulla qualità della ricezione ottenibile.

Procedimento stroboscopico per la misura della modulazione di frequenza e di fase. (Ein stroboskopische Verfahren zur Messung von Frequenz-und Phase Modulation). A. HEILMANN. *Elektr. Nachr. Technik*, v. 8, n. 11, nov. 1931, pp. 469-476, fig. 11.

L'onda modulata è applicata ad un tubo di Braun, in modo che la figura risultante sullo schermo fluorescente sia una superficie circolare, la cui estensione dipende dal grado di modulazione.

Fenomeni irregolari nei trasmettitori a valvole. (Entartungserscheinungen am Roehrensender). W. REICHARDT. *Elektr. Nachr. Technik*, v. 8, n. 11, nov. 1931, pp. 502-512.

Analisi delle oscillazioni irregolari che si verificano nei trasmettitori impieganti accoppiamenti reattivi a trasformatore.

Sulla soppressione dell'ondeggiamento nelle correnti continue. (Uber die Unterdruekung der Welligkeit bei Gleichstroemen). E. WEICHART. *Zeit. fuer Hochfrequenztechnik*, v. 38, n. 5, nov. 1931, pp. 169-181.

Vengono analizzati matematicamente diversi metodi e disposizioni per sopprimere la pulsazione delle correnti continue prodotte con macchine elettriche.

Ricerche quantitative sui radio ricevitori. (Quantitative Untersuchungen an Rundfunkempfaengern). A. HARNISCH. *Zeit. fuer Hochfrequenztechnik*, v. 38, nn. 5 e 6, nov. e dic. 1931, pp. 181-188 e 209-222, fig. 31.

Osservazioni sugli apparecchi per l'esame quantitativo dei radio ricevitori e descrizione di un equipaggiamento completo per le misure relative: circuito equivalente d'antenna; trasmettitore per collaudo; circuito equivalente dell'altoparlante; attenuazione della tensione e divisore di tensione. Procedimenti di taratura del divisore. Risultati di misure quantitative su radio ricevitori del commercio comprendenti da 1 a 4 circuiti e da 3 a 7 valvole. Valutazione dell'amplificazione ad a. f., della stabilità, della selettività, dell'attenuazione ecc. Esame dei disturbi nella sezione a bassa frequenza ed in quella ad alta frequenza. Stato attuale della tecnica dei radio ricevitori in Germania. BIBLIOGRAFIA.

Direttore responsabile: Prof. G. VANNI

ERRATA-CORRIGE

Fasc. 1° - Gennaio-Febbraio 1932-X

Pag. 21, riga 31 e seguenti: *in luogo di:* Eistein
leggasi: Einstein

Pag. 35, riga 8: *in luogo di:* il cui schema è riportato nella fig. 2.
leggasi: Nello schema della fig. 2 è riportato un analogo generatore costruito dalla Ditta Allocchio & Bacchini di Milano.

Pag. 36, riga 11: *in luogo di:* Esso è indicato nella fig. 3.
leggasi: Quello indicato nella fig. 3 è stato costruito dalla Ditta Allocchio & Bacchini di Milano.

Pag. 44, riga 8: *in luogo di:* Come misura quantitativa delle selettività si potrà assumere
leggasi: Come misura quantitativa della sensibilità si dovrà assumere

Pag. 46, riga 22: *in luogo di:* disturbato per quanto più sordo e selettivo.
leggasi: disturbato per quanto più esso è sordo e selettivo.

Fasc. 2° - Marzo-Aprile 1932-X

Pag. 51, riga 23: *in luogo di:* nel vuoto
leggasi: nell'aria

Pag. 51, riga 27: *in luogo di:* (Velocità della luce nel vuoto) Michelson-Pearson (1926).
leggasi: (Velocità della luce nell'aria) Michelson (1924).

Pag. 51, riga 28: *in luogo di:* $c = 2{,}998 \times 10^{10}$ cm s.
leggasi: $c = 2{,}99735 \times 10^{10}$ cm/s.

RIVISTA D'ARTIGLIERIA E GENIO

PERIODICO MILITARE MENSILE ILLUSTRATO

Direzione: Via degli Astalli, N. 15 - Roma (117)

Telefoni: Soc. Tel. Tirrena 64 200; militare 2129 — C/c Postale 1/8447

CONDIZIONI DI ABBONAMENTO PER IL 1932-X

(LXXI ANNATA)

Comandi, uffici, circoli, enti militari	L.	**28,00**
Ufficiali ed assimilati	»	**23,00**
Non militari, in Italia e Colonie	»	**46,00**
Estero	»	**75,00**

Ogni fascicolo separato: in Italia L. **5**, all'estero Lit. **12**; doppio L. **7**, all'estero Lit. **16**.

Per la spedizione all'indirizzo privato, aggiungere L. **1** per ogni fascicolo separato o L. **5** per tutta l'annata.

RIVISTA AERONAUTICA

Pubblicazione mensile illustrata

del

MINISTERO DELL'AERONAUTICA

Contiene studi originali di guerra aerea e di aerotecnica, ampie informazioni sul movimento aeronautico internazionale nel campo militare, scientifico e commerciale, e numerose recensioni.

Prezzo di abbonamento per l'Italia e Colonie	L.	50
» » » » l'Estero	»	150
Un numero separato per l'Italia	»	10
» » » » l'Estero	»	20

ROMA — MINISTERO DELL'AERONAUTICA — ROMA

Anno 11° - N. 3. Maggio-Giugno 1932 - A. X.

ISPETTORATO DEL GENIO

DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito

SOMMARIO:

G. VANNI - Il generale Ferrié (1868-1932).

I. GROSZKOWSKI - Sulle migliori condizioni di lavoro di un modulatore a impedenza d'arresto.

H. STRAUBEL - Modi di vibrare e coefficiente di temperatura dei piezoscillatori - (Trad. dell'ing. U. TIBERIO). *(continuazione e fine).*

— - Recensioni.

— - Avviso di concorso.

Condizioni per l'anno 1932

(Volume di oltre 240 p.)

Nel Regno d'Italia e Colonie

Abbonamento . . . . . L. 12
Un numero separato . . . . . » 3
Abbonamento ridotto per ufficiali e assimilati » 8

Nei paesi dell'Unione postale

Abbonamento . . . . . Franchi oro 10
Un numero separato . . . . » » 2

Inviare l'importo a mezzo vaglia alla DIREZIONE DELL'ISTITUTO MILITARE DI R. T. ED E. - Viale Mazzini, 8 — ROMA (149).

Roma, Tipo-Lit. Off. Mil. di R.T. ed E.

:: La direzione del **Bollettino** non risponde delle opinioni espresse dagli autori che abbiano firmato o contrassegnato i loro scritti. :: :: :: :: :: :: :: ::

:: I manoscritti non si restituiscono. :: :: :: ::

:: Gli articoli pubblicati vengono retribuiti. Ogni autore ha inoltre diritto a **25** copie gratuite di estratti, se trattisi di articoli inediti, e a **10** negli altri casi; volendone maggiore quantitativo, l'Autore dovrà comunicarlo tempestivamente, e le copie in più saranno conteggiate al costo di stampa. :: :: :: :: :: :: :: :: ::

Anno 11° - N. 3. Maggio-Giugno 1932 - A. X.

ISPETTORATO DEL GENIO
DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito

Diretto dal Prof. G. VANNI

IL GENERALE G. A. FERRIÉ (1868-1932)

Abbiamo il dolore di render nota ai nostri lettori la morte del generale Ferrié, comandante in capo delle truppe e dei servizi di trasmissione francesi, avvenuta a Parigi il 16 dello scorso febbraio. La Francia perde uno scienziato ed un tecnico eminente, il genio militare francese uno dei suoi più distinti Ufficiali.

Nato nel 1868 a S. Michele di Moriana, distinto allievo della Scuola politecnica, da cui era uscito giovanissimo nel 1889, il generale Ferrié ebbe la fortuna di assistere, in qualità di delegato del genio militare, alle esperienze eseguite dal Marconi, nel 1899, tra la Francia e l'Inghilterra, e nel 1901, tra la Francia e la Corsica; fu questo l'avvenimento decisivo che lo determinò a dedicarsi alla nuova tecnica creata dall'illustre inventore italiano. Nel 1903 ebbe l'idea di utilizzare la Torre Eiffel per realizzare una stazione radiotelegrafica potente, dotata di un'antenna di altezza eccezionale, e di adoperarla, più tardi, per la emissione dei segnali orari. Nel 1909, le operazioni di guerra del Marocco, nelle quali furono per la prima volta effettuate, su larga scala, le applicazioni militari della telegrafia senza fili, posero in luce le di lui doti eccezionali pur essendo, allora, semplice capitano, e gli valsero rapidi avanzamenti. Nel campo puramente scientifico, si era brillantemente affer-

mato fin dal 1899 pubblicando, in unione al Comandante Boulanger, un trattato di radiotelegrafia che ebbe grande successo, e che, scritto con semplicità e chiarezza ammirevoli, rimase per molti anni uno dei migliori del genere.

Il generale Ferrié ha avuto, fra gli altri, il gran merito di aver saputo scegliere, con grande acume, i propri collaboratori, e di aver organizzato, presso lo stabilimento del genio militare e presso la Scuola superiore di elettricità, un centro di studi e di ricerche di primo ordine. La formazione dell'eletta schiera di tecnici, civili e militari, che vanta oggi la Francia, si deve sopratutto all'opera di LUI!

I suoi numerosi ed importanti lavori gli valsero, nel 1921, il conferimento del gran premio " Osiris „ di centomila franchi, destinato, come è noto, a ricompensare le scoperte rimarchevoli nel campo scientifico o industriale, che abbiano carattere di pubblico interesse. L'anno seguente, veniva eletto membro della Accademia delle Scienze nella sezione di geografia e navigazione, e, con un provvedimento legislativo speciale, confermato a vita senza limiti di età, nella carica di comandante delle truppe e dei servizi di trasmissione.

Dottore " honoris causa „ della Università di Oxford, il generale Ferrié ha avuto una parte eminente nella fondazione degli enti scientifici attinenti alle radiotrasmissioni, e, in particolare, nella creazione della " Unione Internazionale Scientifica Radioelettrica „ (U.R.S.I.), della quale, fino dal 1921, era stato eletto presidente. Alla Conferenza mondiale di Washington, nel 1927, fu, in unione alla delegazione italiana, uno dei più strenui sostenitori della istituzione del " Comitato consultivo internazionale radioelettrico „ (C. C. I. R.) che, con tanto successo e cosi ottimi risultati, si è riunito già due volte, alla Aia ed a Copenaghen, nel 1929 e nel 1931.

La perdita del generale Ferrié, nel pieno vigore della attività e della intelligenza, costituisce un vero lutto per la Francia e per la scienza radioelettrica, della quale egli è stato uno dei più attivi ed illustri cultori.

Prof. G. VANNI

Sulle migliori condizioni di lavoro di un modulatore a impedenza d'arresto

SOMMARIO. — *Questo studio tratta il problema di determinare, nel caso di modulazione ad impedenza di arresto, i valori più opportuni della tensione di alimentazione del modulatore e dell'oscillatore in modo da raggiungere la utilizzazione ottima delle valvole oscillatrici e modulatrici, ed ottenere così la più grande potenza sull'antenna.*

L'autore, dopo aver determinato sulla famiglia delle caratteristiche $I_a = f(V_a)$ *del modulatore, la regione nella quale esso dovrà lavorare, ottiene, considerando la lampada generatrice equivalente ad una resistenza* R, *la espressione della potenza sull'aereo in funzione, oltrechè di altri parametri, della tensione di alimentazione anodica del modulatore. In conseguenza determina il valore ottimo di tale tensione in modo da rendere massima la potenza sull'antenna ed infine determina la tensione anodica delle valvole oscillatrici in modo da uniformarsi alle regole stabilite dal C. C. I. R. relative al rapporto della potenza delle armoniche in rispetto alla potenza della fondamentale.*

Applica le formule per il caso di un modulatore composto di quattro lampade Marconi-Osram M T 9 in parallelo e di un generatore completo con una sola valvola M T 9, nel caso di una modulazione al cento per cento e con la condizione che il rapporto dell'ampiezza della seconda armonica alla fondamentale non sorpassi 0,05.

Nei progetti dei trasmettitori radiofonici si incontra sovente il seguente problema.

Il sistema di modulazione a impedenza di arresto (fig. 1) comprende una lampada modulatrice, le cui caratteristiche $I_a = f(V_a)$, in corrispondenza di diversi valori della tensione di griglia, e la curva della potenza W_m consumata sulla placca, sono indicate nella figura 2. Il sistema comprende inoltre una lampada generatrice, di cui la potenza consumata sulla placca è W_g, e che lavora con un rendimento η sul circuito d'antenna, il quale riceve così una potenza W_A. Conformemente alle esigenze moderne, la profondità della modulazione deve essere del cento per cento senza distorsione notevole (vale a dire il rapporto tra potenza relativa all'armonica più forte,

e corrispondente all'oscillazione fondamentale, non deve sorpassare un certo limite ammesso).

Ciò premesso osserviamo che la f. e. m. della sorgente ad alta tensione può essere regolata dentro certi limiti. Si tratta di deter-

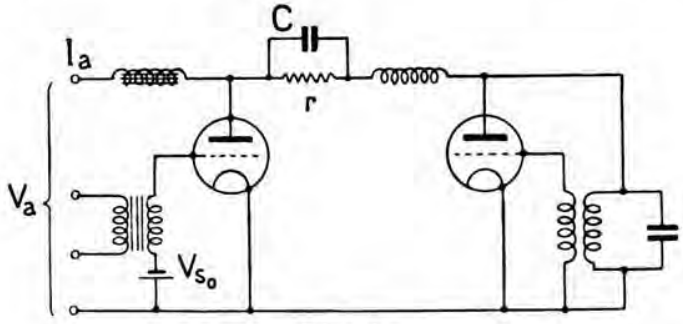


FIGURA 1.

minare i migliori valori della tensione di alimentazione del modulatore e del generatore, che corrispondono alla utilizzazione ottima delle due lampade, ciò che dà la più grande potenza in antenna, tenendo conto delle condizioni ammesse.

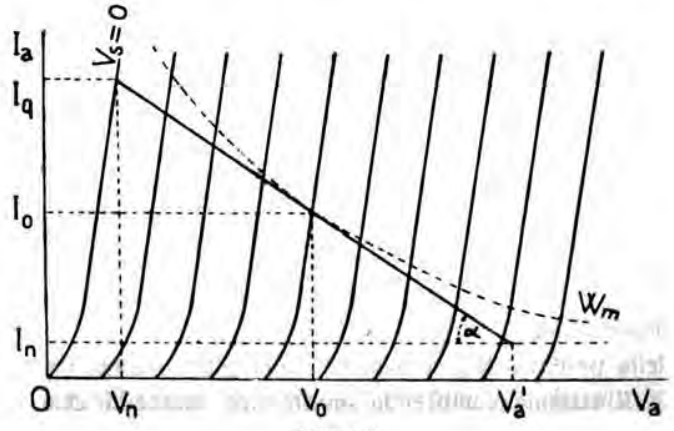


FIGURA 2.

Per risolvere tale problema, è necessario determinare in primo luogo, sulla famiglia delle caratteristiche, la regione nella quale il modulatore dovrà funzionare. Questa regione sarà limitata a sinistra

dalla caratteristica $V_s = 0$, in basso dalla linea della corrente di placca che resta inutilizzata a causa della curvatura delle caratteristiche, e che corrisponde a I_n. Quanto al limite superiore, questo dipende dalla potenza media dissipata sulla placca della lampada modulatrice, che corrisponde al prodotto della corrente media I_o per la tensione media V_o. Questa potenza W_m corrisponde al punto di funzionamento del modulatore. Le potenze istantanee possono sorpassare il valore W_m, ciò che vuol dire che (nel caso dell'esistenza di una componente reattiva nella impedenza esterna del circuito di placca del modulatore) l'ellissi esprimente il valore istantaneo della corrente e della tensione può oltrepassare la curva W_m a condizione che il suo centro sia situato su questa linea o al disotto di essa. Come limite di sinistra noi ammetteremo, in luogo della caratteristica $V_s = O$, la retta verticale corrispondente alla tensione di placca V_n, che chiameremo tensione inutilizzata.

Durante il funzionamento del modulatore sul carico esterno di impedenza R. che è la resistenza equivalente del generatore, i valori istantanei delle correnti e delle tensioni di esso saranno definiti dalla caratteristica del carico che sarà, nel caso di una resistenza ohmica, una retta la cui pendenza è data dall'equazione:

$$\operatorname{ctg} \alpha = R = \frac{V_g}{I_g} \tag{1}$$

R è in questo caso la resistenza del generatore alimentato con la corrente I_g alla tensione V_g e lavorante con un rendimento η; l'energia ricevuta in antenna è dunque:

$$W_A = \eta\, I_g\, V_g \tag{2}$$

Di modo che la potenza perduta nella lampada generatrice è:

$$W_g' \quad I_g\, V_g \quad W_a - (1 - \eta)\, V_g\, I_g \tag{3}$$

e si dovrà avere evidentemente,

$$W_g \geq W_g' \tag{4}$$

Per avere una percentuale di modulazione delle correnti del generatore eguale a m, il rapporto tra l'ampiezza della tensione alter-

nativa $\overline{V}_g$ alla frequenza di modulazione, impressa sul generatore, e la tensione costante V_g che alimenta il generatore deve essere

$$\frac{\overline{V}_g}{V_g} = m \tag{5}$$

Questa ampiezza $\overline{V}_g$ è ottenuta dal diagramma di lavoro del modulatore proiettando il punto di funzionamento al momento del suo massimo scarto in rapporto a M sull'asse V_a. Il punto M deve dunque essere situato in modo da avere:

$$V_o - V_n = V_a' - V_o = \overline{V}_g \tag{6}$$

Poichè:

$$\text{ctg } \alpha = \frac{V_a' - V_o}{I_o - I_n} = \frac{V_o - V_n}{I_o - I_n} = R \tag{7}$$

risulta, tenendo conto della (1) e della (6):

$$\overline{V}_g = R\,(I_o - I_n); \tag{8}$$

e la potenza consumata nella lampada modulatrice sarà:

$$I_o\, V_o = W_m \tag{9}$$

con la condizione evidente:

$$W_m \geq W_m', \tag{10}$$

essendo W_m' definito in modo analogo a W_g'.

Indicheremo con W_n la « potenza inutilizzata »:

$$I_n\, V_n = W_n \tag{11}$$

e sostituendo I_g e V_g nella formula (2) avremo:

$$W_A = \frac{\eta}{m^2}\left(W_m + W_n - I_n\, V_o - W_m\, \frac{V_n}{V_o}\right) \tag{12}$$

Questa espressione raggiunge il suo massimo, considerando V_o come variabile, per

$$\frac{d\ W_A}{d\ V_o} \qquad \frac{\eta_i}{m^2}\left(-I_a + W_m \frac{V_a}{V_o^2}\right) = 0 \qquad (13)$$

ovvero per un valore:

$$V_a \qquad \sqrt{\frac{W_m}{I_a}\, V_a} \qquad (14)$$

Questo massimo ha per espressione:

$$W_A \qquad \frac{\eta_i}{m^2}\left(\sqrt{W_m} - \sqrt{W_a}\right)^2. \qquad (15)$$

La discussione della formula (14) mostra che ammettendo:

$$I_a \qquad 0$$

si ottiene per V_a un valore infinito. Ciò vuol dire che in queste condizioni la tensione più elevata sarà anche la più vantaggiosa.

In questo caso avremo:

$$W_A = \frac{\eta_i}{m^2} W_m. \qquad (15\text{-}a)$$

In conseguenza della formula (5) la tensione continua della lampada generatrice deve essere (*):

$$V_g = \frac{\overline{V}_g}{m},$$

mentre la tensione continua della lampada modulatrice è V_a. La necessaria caduta di tensione, data da:

$$\Delta V_r = V_o - V_g, \qquad (16)$$

(*) In realtà, per evitare un troppo grande aumento della corrente di griglia, sopratutto nei generatori ad eccitazione indipendente, si deve avere sempre V_g un poco superiore a $\overline{V}_g$, per cui è $m < 1$.

si ottiene sulla resistenza ohmica r (per la componente continua), calcolata in modo da provocare al passaggio della corrente I_g una caduta di tensione ΔV_r, per cui si ha:

$$r = \frac{\Delta V_r}{I_g}. \tag{17}$$

La potenza perduta in questa resistenza sarà:

$$W_r = I_g \Delta V_r. \tag{18}$$

Consideriamo, ancora una volta, le condizioni di scelta della regione di funzionamento del modulatore nella famiglia delle sue caratteristiche. Si deve qui fare attenzione alla determinazione della retta delle correnti inutilizzate I_n. Secondo Kellog (*) il rapporto dell'ampiezza dalla seconda armonica alla fondamentale è dato prosapsimativamente dalla formula:

$$n = \frac{\bar{I}_2}{\bar{I}_1} = \frac{\frac{1}{2}(I_{max} + I_{min}) - I_k}{I_{max} - I_{min}} \tag{19}$$

In accordo con le regole ammesse sulle armoniche dal C. C. I. e dal C. C. I. R. all'Aia, il rapporto tra potenza delle armoniche e potenza della fondamentale non deve sorpassare 20 decibel.

Nella formula precedente I_{max} e I_{min} sono i valori istantanei - la più grande e la più piccola delle correnti di placca corrispondenti all'ampiezza della tensione V_g, - mentre I_k è la corrente media di placca, quella che si stabilirà realmente durante il funzionamento del modulatore (a causa della curvatura delle caratteristiche avrà luogo la rettificazione e I_k sarà superiore a I_o). Evidentemente, in base alle notazioni precedentemente ammesse, si avrà:

$$I_{max} = I_2 \qquad I_{min} = I_n \tag{20}$$

(*) E. W. Kellog. *Journal of A. I. E. E.*, maggio 1915.

Quanto a V_n, esso dipende dalla posizione della caratteristica di funzionamento del modulatore. Ma, ammettendo che questo valore di V_n corrisponda alla corrente di placca:

$$I_2 \simeq 2\, I_a, \tag{21}$$

l'errore commesso sarà piccolissimo.

ESEMPIO:

Un modulatore è composto di 4 lampade Marconi-Osram M T 9 A in parallelo, le cui caratteristiche (per il gruppo di 4 lampade) sono rappresentate nella figura 3. La potenza dissipata da ciascuna

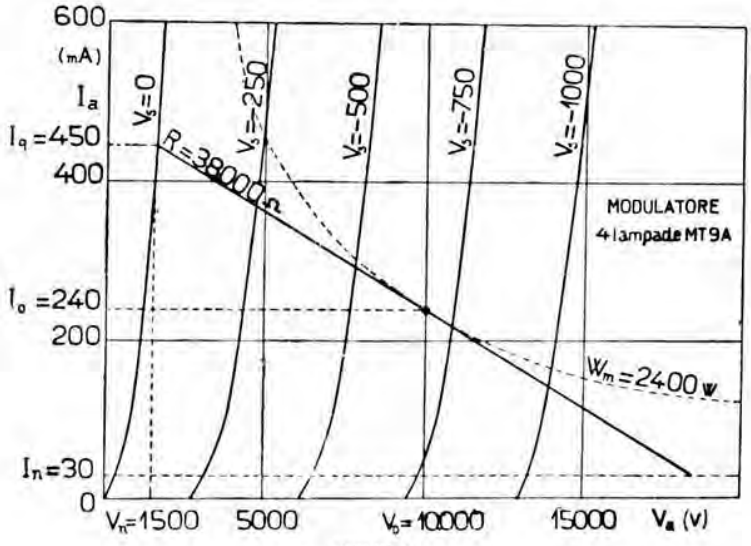


FIGURA 3.

lampada è di 600 watt, la resistenza interna nel tratto rettilineo della caratteristica è di 6500 ohm, il coefficiente di amplificazione $K = 13$ v/v. Il generatore comprende una sola lampada M T 9, la cui potenza dissipata sulla placca è di 900 watt e lavora con un rendimento $\eta = 0{,}8$. La tensione d'alimentazione può essere variata fino al limite superiore di 10.000 volt. Trattasi di determinare le migliori condizioni di funzionamento del sistema con profondità di modulazione nominale $m = 100\ \%$, e con la condizione che il rap-

porto tra le ampiezze della seconda armonica e della fondamentale non debba sorpassare 0,05.

SOLUZIONE.

Essendo dato il percento della seconda armonica, la soluzione dovrà farsi per approssimazioni successive, perchè questa ultima condizione ha influenza sulla scelta del valore della corrente inutilizzata I_n. Avremo:

$$W_m = 2400 \text{ watt} \qquad W_v = 900 \text{ watt} \qquad \eta_i = 0{,}8 \qquad m = 1.$$

1). Ammettiamo $I_n = 0$. In queste condizioni la formula (11) dà $W_n = 0$ e tenendo conto della (14) si ottiene $V_n = \infty$, ciò che vuol dire che la più grande tensione disponibile sarà la più vantaggiosa. Noi scegliamo in definitiva $V_n = 10.000$ volt.

La tensione V_n è determinata approssimativamente dalla famiglia delle caratteristiche al valore $V_n = 1500$ volt. La formula (15-*a*) dà allora la potenza in antenna:

$$W_A = 1640 \text{ watt.}$$

La tensione alternativa del generatore della formula (6) e la tensione continua (5) saranno:

$$\overline{V}_g = 8500 \text{ volt} \qquad V_g = 8500 \text{ volt;}$$

la potenza totale introdotta nel generatore come quella dissipata sulla placca [cfr. relazioni (2) e (3)]:

$$I_g V_g = 2700 \text{ watt} \qquad W_g' = 415 \text{ watt} < 900 \text{ watt;}$$

la caduta di tensione e la corrente [formole (16) e (2)]:

$$\Delta V_r = 1500 \text{ volt} \qquad I_g = 240 \text{ mA;}$$

la resistenza, calcolata con la (17):

$$r = 6200 \text{ ohm;}$$

la potenza perduta in questa resistenza, per la (18):

$$W_r = 360 \text{ watt};$$

la corrente del modulatore, per la (9):

$$I_a = 240 \text{ m A};$$

la resistenza del generatore, per la (1):

$$R = 35.000 \text{ ohm};$$

la più grande corrente del modulatore, per la (21):

$$I_2 = 480 \text{ m A}.$$

Per avere la parte della seconda armonica si conduce la retta di Kellog in rapporto alla caratteristica della lampada modulatrice nella regione delle correnti:

$$I_2 = 480 \qquad I_n = 0 \qquad I_a = 240 \text{ m A}$$

e si ottiene:

$$I_k = 270 \text{ m A}.$$

Si ha, dunque, per la (19): $\gamma_i = 6{,}3\ \%$, ciò che sorpassa il limite previsto. Dovremo quindi fare un secondo calcolo per un valore di I_n scelto eguale a 50 m A.

2) Supponiamo $I_n = 50$ mA. In questo caso si ha dalla (11): $W_n = 75$ watt, e dalla (14): $V_a' = 8500$ volt. $W_A = 1330$ watt risulta dalla (15), e $I_g V_g = 1650$ watt dalla (2). Dalle formule (5) e (6), allora si ricavano:

$$V_g = 7000 \text{ volt} \qquad V_g = 7000 \text{ volt} \qquad I_g = 235 \text{ m A}.$$

La potenza dissipata sulla placca del generatore, per la (3), è:

$$W_g' = 320 \text{ watt} < 900 \text{ watt};$$

la caduta di tensione, la resistenza e la potenza perduta:

$$\Delta V_r = 1500 \text{ volt} \qquad r = 6100 \text{ ohm} \qquad W_r = 350 \text{ watt};$$

la corrente nel modulatore:

$$I_o = 280 \text{ mA} \qquad I_2 = 280 + (280 - 50) = 510 \text{ mA}.$$

La retta di Kellog per $I_2 = 510$, $I_n = 50$, $I_o = 280$ dà $I_k = 295$, da cui $n = 3{,}2$ per cento.

Si vede dunque che si può determinare I_n con un valore inferiore preso per es. eguale a 30 mA.

3) Supponiamo ora $I_n = 30$ mA. Dalla formula (14) si ottiene per V_o un valore superiore a 10.000 volt; si è dunque condotti ad adottare:

$$V_o = 10.000 \text{ volt}$$

$$I_o = 240 \text{ mA}.$$

Come modulazione reale noi ammetteremo:

$$m = 95\ \%$$

ed otterremo:

$$W_A = \frac{0{,}8}{(0{,}95)^2} \left(\sqrt{2400} - \sqrt{45} \right)^2 = 1600 \text{ watt}$$

$$I_o V_o = 2000 \text{ watt}$$

$$V_g = 10.000 - 1500 = 8500 \text{ volt}$$

$$V_g = \frac{8500}{0{,}95} = 9000 \text{ volt}$$

$$V_a' = 17.500 \text{ volt}$$

$$I_g' = 222 \text{ mA}.$$

$$R = \frac{8500}{0{,}222} = 38.000 \text{ ohm}$$

$$\Delta V_r = 1000 \text{ volt}$$

$$r = \frac{1000}{0{,}222} = 4500 \text{ ohm}$$

$$I_2 = 240 + (240 - 30) = 450 \text{ m A.}$$

$$I_k = 260 \text{ m A}$$

$$n \simeq 4\ \%.$$

La potenza sviluppata dalla sorgente di alta tensione è:

$$2400 + 2000 = 4400 \text{ watt;}$$

il rendimento dell'insieme:

$$\eta_u = \frac{1600}{4400} = 36\ \%;$$

il potenziale negativo iniziale di griglia del modulatore:

$$V_{s0} = -680 \text{ volt;}$$

l'ampiezza della tensione alternativa di griglia:

$$\overline{V_s} = 680 \text{ volt.}$$

I. GROSZKOWSKI

Modi di vibrare e coefficiente di temperatura dei piezoscillatori (*)

(Continuazione e fine, vedi fascicolo 2, 1932).

SOMMARIO — *1) Con gli ordinari piezoscillatori a disco si riscontrano determinate direzioni di vibrazione naturale, che risultano dalla struttura del cristallo. È opportuno scegliere queste direzioni anche per il taglio degli oscillatori a verga, poichè solo allora le frequenze praticamente misurate corrispondono a quelle calcolate, dato che in tal caso la direzione di vibrazione coincide con l'asse a differenza di quanto accade nei quarzi ordinari.*

I modi di vibrare degli oscillatori a disco sono particolarmente complicati. Essi dànno luogo a fortissimi sovraccarichi locali. Per evitarli, e per uniformare il carico sul disco, occorre sagomare opportunamente il contorno dell' oscillatore.

2) La stabilità dei trasmettitori a quarzo dipende dal modo come esso viene usato; si sono studiate sperimentalmente le condizioni migliori per avere la massima costanza.

I sostegni usati ordinariamente in pratica, in cui il quarzo è costretto tra due piatti rigidi, disturbano gravemente il funzionamento. Si descrivono metodi di montaggio atti ad attenuare questo inconveniente.

3) Il coefficiente di temperatura degli oscillatori è in parte determinato dal coefficiente di dilatazione termica e dalla variazione del modulo di elasticità in funzione della temperatura. Un calcolo preliminare del coefficiente è però impossibile, perchè esso non dipende solo dalle costanti naturali, ma anche dalle dimensioni dell'oscillatore. Quest' ultima circostanza offre la possibilità di ottenere un valore arbitrario prestabilito del coefficiente, in corrispondenza di una certa temperatura, ed anche il valore zero.

Un confronto tra i coefficienti di temperatura statico e dinamico del modulo di elasticità non è possibile, poichè le risonanze tra vibrazioni longitudinali e trasversali complicano singolarmente il fenomeno.

II. LA COSTANZA DI FREQUENZA.

La grande importanza assunta dal quarzo piezoelettrico in radiotecnica è dovuta alla grande costanza che esso conferisce agli oscillatori; esso viene utilizzato come generatore o come indicatore di frequenza (quarzi a luminescenza).

Quali sono le ragioni per cui può venir meno tale costanza?

Per rispondere alla domanda, passeremo in rassegna, nello studio che segue, le varie cause che possono alterare la frequenza. Ci riferiremo al montaggio indicato in fig. 17 ([18]). Esso è un ordinario schema Huth - Kühn, ed è noto che la sua frequenza

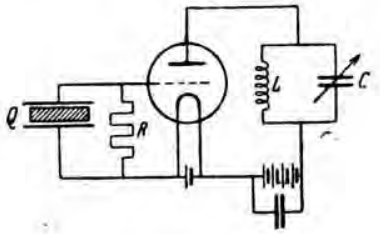
(*) Studio pubblicato dalla rivista « *Zeitschrift für Hochfrequenztechnik* ». Vol. 38, n. 1, 1931.

([18]) P. v. Handel, cfr. loc. cit. (17), pag. 34 - 40.

è molto poco influenzata dalle variazioni di temperatura e di tensione anodica.

FIG. 17.

Montaggio dell'oscillatore per la ricerca del coefficiente di temperatura.



1. Regolazione del circuito oscillante di placca.

Come è noto, l'oscillatore può funzionare soltanto se la frequenza propria del circuito anodico è un po' più alta di quella del quarzo ([19]), quindi il sistema non vibra in risonanza. E, se si riesce ad ottenere tale risonanza, accade che la frequenza del quarzo risulta legata a quella del circuito per effetto di una dipendenza assai marcata. Questo fenomeno è illustrato nella figura 18; le indicazioni che contrassegnano le curve rappresentano la tensione di accensione.

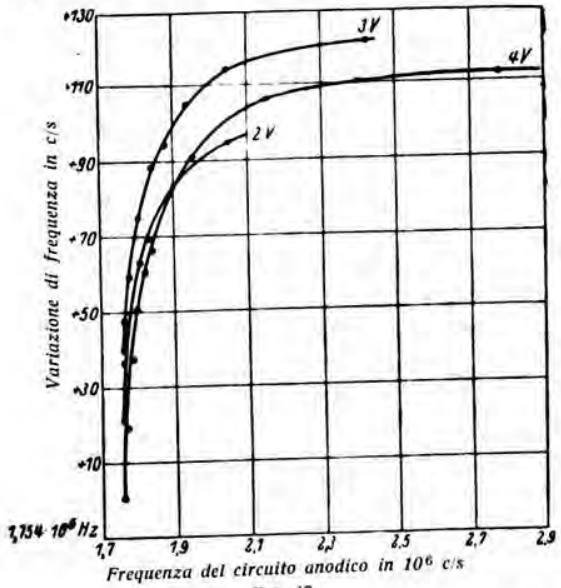


FIG. 18.

Influenza della frequenza propria del circuito anodico, su quella del quarzo.

2. Abbassamento della tensione.

Le figg. 19 e 20 illustrano l'effetto causato dalle variazioni di tensione anodica e di corrente di accensione. Dimensioni del

([19]) J. W. Wright. *Proc. Inst. Rad. Eng.* 16, 1113, 1928.

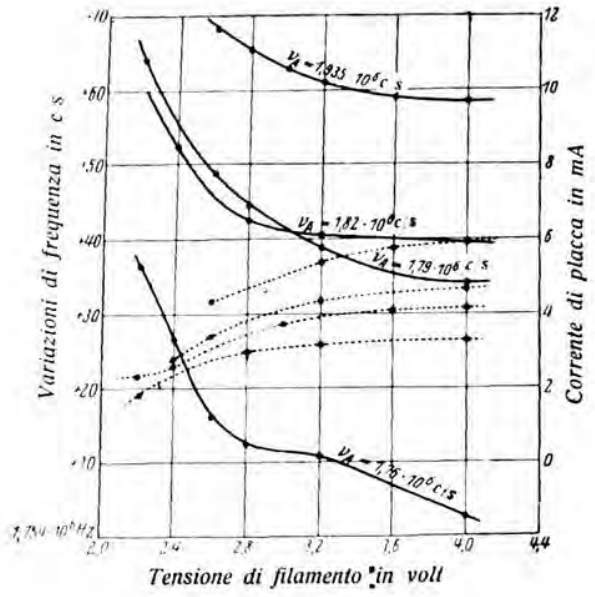


FIG. 19

Influenza della tensione di accensione sulla frequenza dell' oscillatore.

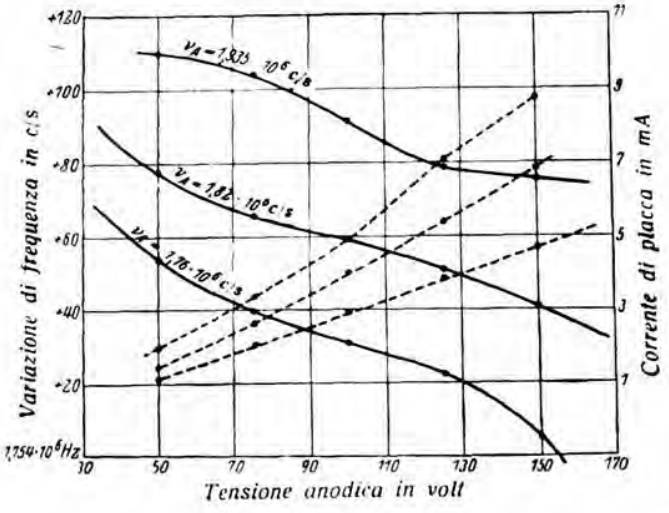


FIG. 20

Influenza della tensione anodica sulla frequenza dell'oscillatore.

quarzo: cm. 3,5 di diam., spessore cm. 0,1568, frequenza propria $1{,}754 \cdot 10^6$ cicli. Il dispositivo era montato con una valvola Telefunken R E 134, avente la tensione anodica di 120 volt e la resistenza di dispersione di griglia 10^6 ohm. Le cifre scritte accanto alle curve rappresentano la frequenza propria del circuito anodico. Si vede che, quando il circuito anodico è opportunamente regolato, la reazione sul quarzo di qualche piccola eventuale variazione rimane assai ridotta. Per migliorare ancora di più la stabilità, è opportuno forzare l'accensione della valvola e tenere molto ridotta la potenza generata, perchè il tubo esercita la funzione di controllo in condizioni sfavorevoli. È necessario tenere bene presente queste osservazioni, e ricordare che è sempre opportuno ridurre la potenza dell'oscillatore pilota, compensando poi tale diminuzione mediante una successiva amplificazione.

3. Il montaggio del quarzo.

Oltre alla instabilità delle caratteristiche della valvola, influisce sulla frequenza anche il sostegno dell'oscillatore.

Per avere una ben definita posizione degli elettrodi, le facce attive del quarzo furono argentate ([20]). Siccome lo strato di argento era molto sottile (quasi trasparente), si aveva soltanto una piccola alterazione di frequenza (diminuzione), e gli altri vari disturbi (distacco dello strato metallico ecc.) erano completamente evitati.

Quando l'oscillatore deve vibrare con ampiezza rilevante, è opportuno che le facce da argentare non siano lucidate, ma solo arrotate a fino, in modo che lo strato di argento aderisca meglio, e resista bene alle azioni meccaniche.

Il mezzo migliore per addurre la corrente al quarzo è quello di usare sottili e leggere mollette di rame, che poggiano molto leggermente e non disturbano la vibrazione. Con un tale montaggio, una scossa anche violenta produce un'alterazione di frequenza di $\pm$ 1 al massimo, mentre con le disposizioni ordinarie del commercio si producono scarti fino a 100 periodi.

([20]) Cfr. S. Namba loc. cit. (3), pagg. 32 - 34.

Nel proporzionare le mollette di rame occorre fare in modo che esse non abbiano frequenze proprie che possano risonare



FIG. 21
Dispositivo per un disco.



FIG. 22
Dispositivo per una verga.

col quarzo. Quando ciò accade, si ha una nota udibile, che modula anche l'alta frequenza.



Fig. 23.
Sostegno per il quarzo.

Il rivestimento delle faccie attive con foglie di alluminio, ottone o rame, non risponde allo scopo, perchè, dopo un tempo più o meno lungo, a causa del rammollirsi del materiale, esse si rompono molto prima che l'ampiezza della vibrazione raggiunga il limite di resistenza dell'oscillatore.

I sostegni dei quarzi adoperati in questa ricerca erano tutti di vetro, e chiusi in modo da potervi praticare il vuoto. Le figg. 21 e 22 illustrano i sostegni per le piastrine e per le verghe. Queste ultime, affinchè potessero vibrare tanto secondo l'asse X che secondo Y, non erano trattenute per i punti nodali come si fa d'ordinario, ma sorrette per mezzo di ovatta posta tra il cristallo e il vetro; in tal modo l'oscillatore è completamente libero.

Le piastrine di grandi dimensioni si possono semplicemente sostenere lungo l'orlo; la fig. 23 indica il sostegno adoperato per il quarzo descritto in fig. 9. (Diametro 8 cm., spessore 0,5 cm.).

III. IL COEFFICIENTE DI TEMPERATURA.

La causa principale che fa variare la frequenza dei quarzi piezoelettrici sta nel coefficiente di temperatura. In realtà, è possibile compensare questa causa di incostanza con opportuni mezzi sperimentali (termostati); tuttavia è interessante, dal punto di vista fisico, studiare come varia la frequenza con la temperatura, poichè si ha così un mezzo per determinare il coefficiente di temperatura assai più esattamente che con i metodi statici.

1. Calcolo.

La frequenza dell'oscillatore è data da:

$$\nu = \frac{1}{2\,l} \cdot \sqrt{\frac{E}{\rho}}\,, \quad \text{essendo} \qquad (1)$$

$$l = l_o\,(1 + \alpha\, t)$$

$$\rho = \frac{\rho_o}{(1 + \alpha\, t) \cdot (1 + \beta\, t) \cdot (1 + \gamma\, t)} \qquad (2)$$

in cui α, β e γ sono i coefficienti di dilatazione nelle direzioni dei tre assi X, Y e Z. Sostituendo in (1) si ha:

$$\nu = \frac{1}{2\,l_o\,(1 + \alpha\, t)} \cdot \sqrt{\frac{E\,(1 + \alpha\, t) \cdot (1 + \beta\, t) \cdot (1 + \gamma\, t)}{\rho_o}} \qquad (3)$$

Siccome nel quarzo si ha α β, risulta

$$\nu = \frac{1}{2\,l_o\,(1 + \alpha\, t)} \cdot \sqrt{\frac{E\,(1 + \alpha\, t)^2\,(1 + \gamma\, t)}{\rho_o}} \qquad (4\text{-}a)$$

$$\nu = \frac{1}{2\,l_o} \cdot \sqrt{\frac{E\,(1 + \gamma\, t)}{\rho_o}} \qquad (4)$$

cioè il coefficiente di temperatura, per le vibrazioni secondo X ed Y, dipende, se E è costante, solo dal coefficiente di dilatazione secondo l'asse ottico Z.

Se invece si tiene conto del fatto che E varia con la temperatura, si ha dalla (4) il coefficiente di temperatura della frequenza:

$$\frac{1}{\nu} \cdot \frac{d\nu}{dt} = \frac{1}{2}\left(\frac{\gamma}{1+\gamma t} + \frac{1}{E} \cdot \frac{dE}{dt}\right) \text{ (21)} \qquad (5)$$

Per una direzione qualsiasi giacente nel piano $Y\,Z$, si deve naturalmente introdurre in (3) il coefficiente di dilatazione che corrisponde a tale direzione. Ponendo:

$$\zeta = \alpha \cdot \operatorname{sen}^2 \varphi + \gamma \cdot \cos^2 \varphi$$

si ha, applicando la (4a):

$$\nu = \frac{1}{2\,l_o\,(1+\zeta t)} \cdot \sqrt{\frac{E\,(1+\alpha t)^2 \cdot (1+\gamma t)}{\rho_o}} \qquad (6)$$

e quindi:

$$\frac{1}{\nu} \cdot \frac{d\nu}{dt} = -\frac{\zeta}{1+\zeta t} + \frac{1}{2}\left(\frac{\gamma}{1+\gamma t} + \frac{2\alpha}{1+\alpha t} + \frac{1}{E} \cdot \frac{dE}{dt}\right) \text{ (7)}$$

I coefficienti di dilatazione sono conosciuti con molta approssimazione; nell'intervallo tra 20° e 60° si ha (22):

$$\alpha = 13{,}83 \cdot 10^{-6}$$

$$\gamma = 7.55 \cdot 10^{-6}$$

e se per mezzo di questi valori si calcola ζ per le direzioni - 48° 19' e 71° 32', si ha rispettivamente $\zeta = 11{,}05 \cdot 10^{-6}$; $\zeta = 13{,}20 \cdot 10^{-6}$.

Introducendo questi valori, e la legge di variazione di E rispetto a t (23), nella (5) o nella (7), si può ricavare il coeffi-

(21) Per un lavoro più completo sull'argomento, vedi la pubblicazione di E. Giebe ed A. Scheibe *Z. Hochfrequ.* 35, 174, 1930.

(22) F. Kohlrausch - *Lehrb d. prakt Phys.* 1930, pag. 158.

(23) A. Perrier e R. de Mandrot. *Mem. Soc. Vaudoise des Sc. Nat.* n. 7, pagg. 333 - 363, 1923.

ciente di temperatura della frequenza. I risultati sperimentali qui in seguito esposti non sono in realtà completamente in accordo con i calcoli; nella discussione delle esperienze tratteremo della vera causa di questa divergenza.

2. Dispositivo per le misure.

Siccome il coefficiente di temperatura è già conosciuto nel suo ordine di grandezza, si tratta qui soltanto di precisare ulteriormente la misura. Per far questo è necessario determinare con esattezza delle variazioni percentuali di frequenza molto piccole. Siccome però la variazione di frequenza rimane assai limitata, è possibile estendere la variazione di temperatura a tutto l'intervallo di misura senza che lo scarto della frequenza variata rispetto a quella iniziale superi il limite di udibilità. Facendo battere quindi la frequenza che varia con una fissa, si ha un mezzo estremamente preciso per misurare la detta variazione. Come oscillatore a frequenza fissa, è stato adoperato un secondo trasmettitore a quarzo, stabilizzato con la massima cura e tenuto a temperatura costante. La nota di battimento, data dall'interferenza tra il primo quarzo di cui si varia la temperatura ed il secondo, si misura mediante un diapason od un circuito oscillante a bassa frequenza. Questo procedimento non può naturalmente più servire quando vengano sorpassati i limiti di udibilità. Si può però rimediare facendo variare, di una quantità determinata, anche la frequenza del secondo quarzo, portandolo ad un'altra temperatura costante, in modo che la nota del battimento resti udibile. Siccome non è in pratica facile fare questa variazione con la dovuta esattezza, si è preferito di evitarla in tutti i casi in cui è stato possibile; negli altri casi si è adoperato un trasmettitore senza quarzo, aggiustato con la massima cura, la cui stabilità di frequenza veniva per ciascuna misura controllata per confronto con un oscillatore a quarzo tenuto in termostato.

Per misurare la nota dei battimenti si è adoperato un oscillatore acustico, la cui frequenza si poteva variare con continuità da 0 a 2400 periodi e rimaneva stabile per molte ore con uno scarto di $\frac{1}{20}$ di periodo. Sfruttando le armoniche, era possibile

arrivare a 4800 cicli. Il trasmettitore a reazione (senza quarzo) veniva regolato in modo da dare sempre la stessa nota di battimento. Per controllare la taratura dell'oscillatore acustico si adoperava una serie di numerosi diapason.

La fig. 24 indica lo schema del dispositivo di misura.

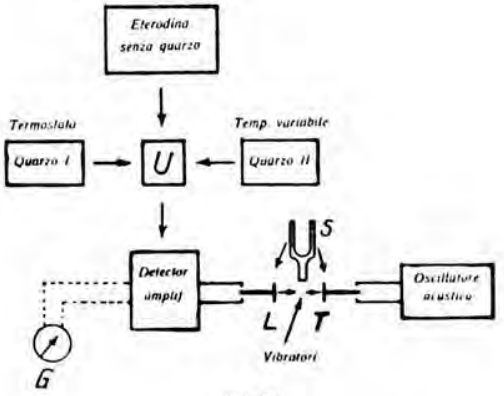


FIG. 24

Schema del dispositivo.
L' accoppiatore *U* permette di far battere due qualunque degli oscillatori.

3. **Particolari del dispositivo.**

Tutte le tensioni necessarie sia per accensione che per anodica, tanto per gli apparecchi a quarzo quanto per gli altri, erano date da batterie di accumulatori.

Il quarzo di paragone era tenuto in un bagno d'acqua di circa 8 litri, la cui temperatura veniva regolata da un serpentino di raffreddamento. Tale temperatura era di 20° ed era tenuta costante con un errore di $\pm \frac{1^0}{20} C$.

Per misurare la temperatura del quarzo in esame, si è adoperato un termoelemento rame - costantana, di cui una delle saldature era tenuta lontana 1 a 2 mm. dal quarzo, e l'altra in un vaso di Dewar pieno d'acqua, la cui temperatura restava praticamente costante varie ore. Il termoelemento, collegato con un galvanometro, dava la misura con l'approssimazione di $\pm \frac{1^0}{10} C$.

Studiare il coefficiente di temperatura al di sopra di 575° *C* è impossibile, poichè a quel punto la piezoelettricità sparisce. Secondo gli studi di vari autori, l'effetto piezoelettrico varia con la temperatura; in genere si è trovato che esso diminuisce per temperature crescenti fino a sparire del tutto a 575° *C* ([24]).

4. Esecuzione di una misura.

Prima di ogni determinazione, la temperatura del quarzo in prova era tenuta costante per 10 a 15 minuti; questo per i campioni di piccolo spessore; per quelli più grossi l'uniformità completa di temperatura in tutta la massa non si poteva raggiungere che dopo intervalli molto lunghi di tempo.

Alle temperature un po' elevate, si verificava l'ossidazione delle mollette di rame, ed occorreva perciò praticare il vuoto nell'ampolla che conteneva il quarzo. Siccome il vuoto è termicamente buon isolante, si incontrava qualche difficoltà a modificare la temperatura del quarzo, ed occorreva quindi accelerare fortemente il movimento dell'acqua onde agevolare la trasmissione del calore.

Per le misure a bassa temperatura, il raffreddamento si eseguiva in corrente d'aria. Siccome l'umidità contenuta dentro l'ampolla andava a depositarsi sul quarzo e ne interrompeva le oscillazioni, si è dovuto prima vuotare l'ampolla stessa e poi riempirla quando le pareti erano già fredde. In tal modo l'umidità dell'aria che veniva introdotta si condensava tutta presso il foro di entrata e non arrivava all'oscillatore.

Le prove sono state eseguite tutte con ampiezze molto piccole e ciò per due ragioni.

1) - Quando l'ampiezza è eccessiva, accade che le faccie argentate raggiungono, a causa dell'effetto piezoelettrico diretto, potenziali così alti da produrre l'ionizzazione dell'aria e quindi un aumento di temperatura del quarzo che sfugge alla misura.

([24]) S. Namba. cfr. loc. cit. (3), pag. 32, 33, - L. H. Dawson, *Phys. Rev.* (2) **29,** 533, 1927 - H. L. Watson, *Amer. Cer. Soc.* **9,** 511, 1926.

2) - Per effetto degli attriti interni si determina un forte riscaldamento dell'oscillatore.

La fig. 25 mostra gli effetti luminosi causati dalla ionizzazione dell'aria a 6 mm Hg di pressione.

Le misure sono state estese all'intervallo tra -180^0 e $+400^0$, e ripetute per temperature crescenti in un intervallo di 7 ad 8 ore. Non si è trovato alcun effetto di isteresi ([25]), poichè i risultati ottenuti per le varie temperature differiscono al massimo di $\pm$ 2 cicli. Per ogni serie di misure, i due quarzi venivano scambiati fra loro.



FIG. 25
Effetti luminosi in gas a bassa pressione, con un disco vibrante sotto forte eccitazione.

Infine si è ricercato quale variazione di frequenza subissero i quarzi dopo che erano stati assoggettati al processo avanti descritto. Si è trovato così che si tratta in genere di variazioni molto piccole, dovute più che altro alle deformazioni del sostegno e degli elettrodi. Con le disposizioni usuali del commercio, si sono riscontrate variazione di 100 cicli, per una frequenza base di 10^6 cicli.

5. Appossimazione delle misure.

Siccome non si aveva il mezzo per la misura assoluta della frequenza, i risultati qui esposti sono di carattere relativo. Per ridurre al minimo gli errori, le condizioni di funzionamento dell'oscillatore usato come riferimento sono state mantenute costanti con la massima cura possibile. Si può in complesso dire che la frequenza assoluta era conosciuta con l'approssimazione del $\pm$ 1 %.

Siccome la temperatura del quarzo non poteva essere determinata con errore inferiore a $\pm$ 1°/10 C, risulta, per il valore medio del coefficiente di temperatura, $-40 \cdot 10^{-6} \frac{\text{cicli}}{^0C}$, un er-

([25]) Alla stessa conclusione sono giunti Perrier e Mandrot., loc. cit. nota 22, pag. 348.

rore di $\pm$ 4 · 10^{-6}. Riferendosi alla temperatura del bagno d'acqua tale errore diventa $\pm$ 2 · 10^{-6}.

La frequenza dell'oscillatore acustico era affetta da un errore di $\pm$ 1/10 di periodo; la sua incostanza era di $\pm$ 1/20 di periodo.

Riferendosi ad un oscillatore di 1 · 10^6 cicli, e supponendo che si verifichi il caso sfavorevole in cui tutti gli errori si sommano, risulta che il coefficiente di temperatura è affetto da un errore del 15 %. Siccome ogni determinazione risulta da più misure, 3 a 5, l'errore della media è minore. Siccome le determinazioni ripetute a distanza di una settimana sullo stesso quarzo differiscono al massimo del 3 %, si può con sicurezza affermare che l'approssimazione dei valori riportati è del 5 %.

D'altra parte non si tratta qui di determinare con precisione il valore assoluto del coefficiente, ma solo di esaminarne la variazione in un intervallo assai più ampio di quelli finora studiati. ([26])

6. **Risultati.**

Tutte le curve riportate si riferiscono ad oscillazioni di circa 10^6 cicli. I coefficienti di temperatura misurati nelll'intervallo tra 20° e 60° sono riportati in principio di questo capitolo e messi a confronto con i valori teorici. L'indicazione « trasversale » significa che l'oscillazione ha luogo nella direzione dell'asse *Y*.

La fig. 26 dà la variazione in funzione della temperatura, subita dalle oscillazioni parallele all'asse elettrico, per due quarzi a forma di verghe. Essa mostra due salti bruschi di frequenza. Si sa che in molti casi il coefficiente di temperatura, in prossimità dei salti bruschi di frequenza, diventa zero. Assai degno di nota è il comportamento dello stesso oscillatore eccitato secondo l'asse *Y*. La fig. 27, con la curva *(O)* dimostra che, per effetto di una variazione continua di temperatura il coefficiente muta di segno. Questo fatto non può attribuirsi ad una anomalia, poichè

([26]) Per quanto a conoscenza dall'autore, solo Namba e Matsumura hanno finora eseguito ricerche su un intervallo abbastanza esteso. Circa le basse temperature, vi è solo uno studio di H. S. Strout; cfr. (4).

un altro quarzo di identiche dimensioni ha rivelato lo stesso comportamento. Risulta da ciò la possibilità di fissare arbitrariamente a priori la legge di dipendenza della temperatura mediante

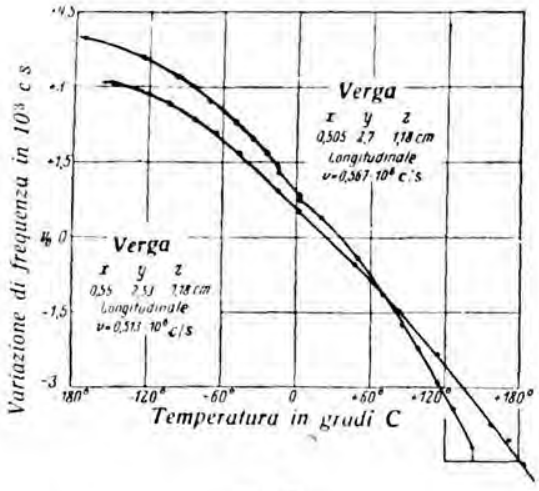


FIG. 26

una scelta opportuna delle dimensioni. Ricerche in tal senso sono state eseguite sui dischi da F. R. Lack. ([27]).

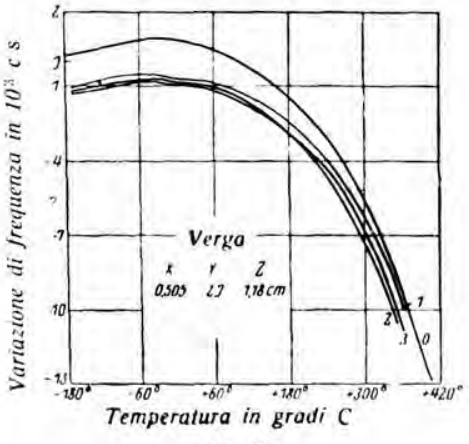


FIG. 27

([27]) F. R. Lack. *Proc. Inst. Rad. Eng.* 17, 1123, 1929.

Variando gradualmente le dimensioni del quarzo, varia anche il coefficiente di temperatura. Questo fatto giustifica l'ipotesi più volte enunciata in questo articolo, che cioè le vibrazioni qui studiate risultano dalla composizione di più oscillazioni diverse; infatti variando le dimensioni e la forma del quarzo varia il modo di comporsi delle vibrazioni.

In relazione a questo fatto, si è eseguita una serie di misure sopra un campione, del quale si è ridotta la dimensione secondo l'asse *Y* di 1/10 di mm. per ogni misura. Le curve contrassegnate con 1 - 2 - 3 - in fig. 27 si riferiscono a tre accorciamenti successivi del quarzo sperimentato. A causa di queste deviazioni, le curve possono mostrare delle irregolarità molto maggiori di quelle che si avevano nel campione intatto.

Le figg. 28 e 29 danno la curva delle frequenze per delle verghe vibranti secondo le dimensioni di massimo e minimo modulo di elasticità rispettivamente. La temperatura di quella tagliata secondo la direzione - 48° 19′ non si è potuta spingere al di là di 300° *C*, e ciò a causa del progressivo diminuire della già piccola costante piezoelettrica (cfr. fig. 5).

Al contrario, la fig. 30 mostra che i dischi vibranti nella stessa direzione possono raggiungere una temperatura più alta; ciò significa che il coefficiente di temperatura cresce al crescere dello spessore. È molto notevole osservare come i dischi vibranti secondo - 48° 19′ e le verghe oscillanti secondo + 71° 32′ non presentino alcun salto brusco di frequenza.

In fig. 31. è infine riportato il coefficiente di temperatura del quarzo avente il contorno sagomato nel modo speciale indicato al cap. I e vibrante nel piano *Y Z*. Anche qui la curva è esente da salti bruschi.

Confronto con i valori calcolati. - La relazione tra modulo di elasticità e temperatura è stata studiata da Perrier e Mandrot in un lavoro dettagliato ([28]), che però non è esteso anche alle temperature inferiori a *O*° *C*.

Se si introducono nelle (5) e (7) i valori di *E* dati dalle curve dei suddetti autori e quelli noti del coefficiente di dilata-

([28]) Cfr. loc. cit. (22).

TABELLA DEI COEFFICIENTI DI TEMPERATURA

FORMA DELL'OSCILLATORE	DIMENSIONI cm. x	y	z	FREQUENZA IN CICLI misurata	calcolata	COEFFICIENTE DI TEMPERATURA 20° — 60° C misurato	calcolato	Coeff. di temp. scarto tra misurato e calcolato %	$\frac{1}{E}\cdot\frac{dE}{dt}$ secondo Pierrer e Mandrot
Verga nella direzione x	0,505	2,7	1,18	567.000	538.200	$-29,5\cdot10^{-6}$	$-20,32\cdot10^{-6}$	+ 45	$-48,2\cdot10^{-6}$
» » »	0,55	2,53	1,18	513.000	495.000	$-24,15\cdot10^{-6}$		+ 18,8	
» » » y	0,505	2,7	1,18	96.800	94.000	$-7,5\cdot10^{-6}$		— 63,2	
Verga	0,5 × 3,5 × 1,10 — 48° 19′			100.000	100.250	$-84,5\cdot10^{-6}$	$-94,94\cdot10^{-6}$	— 11	— 50° 0′ 203 · 10^{-6}
Verga	0.5 × 3,5 × 1,00 + 71° 32′			73.350	73.735	$-28,5\cdot10^{-6}$	—	—	—
Disco	diametro 3,5			— 48° 19′ 108.890	100.250	$-64,87\cdot10^{-6}$	$-94,94\cdot10^{-6}$	— 31,7	— 50° 0′ — 203 · 10^{-6}
	spessore 0,1568			+ 71° 32′ 79.670	73.735	$-39,25\cdot10^{-6}$	—	—	—
Disco	diametro 3,5			— 48° 19′ 108.900	100.250	$-64,5\cdot10^{-6}$	$-94,94\cdot10^{-6}$	— 32,1	— 50° 0′ — 203 · 10^{-6}
	spessore 1,0			+ 71° 32′ 79.690	73.735	$-29,0\cdot10^{-6}$	—	—	—
Disco sagomato	x — x = 0,505 y — y = 3,6 z — z = 4,4			85.370	75.140	$58,5\cdot10^{-6}$	—	—	—

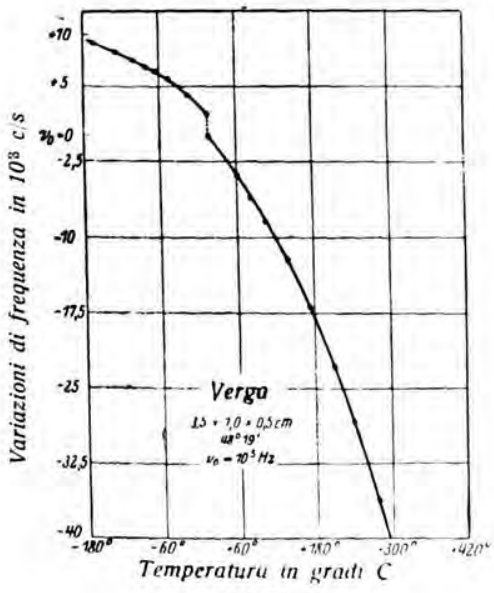


FIG. 28.

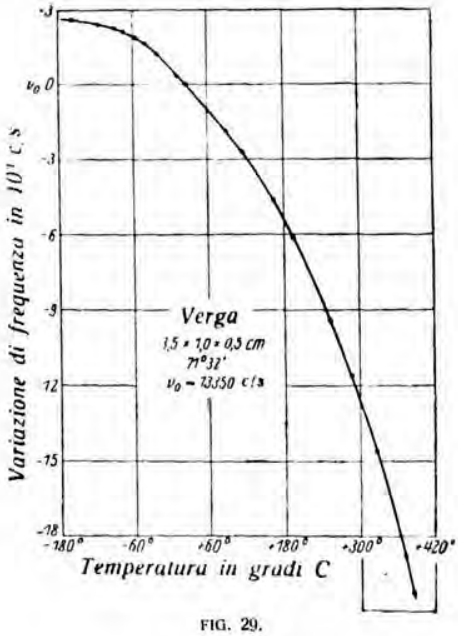


FIG. 29.

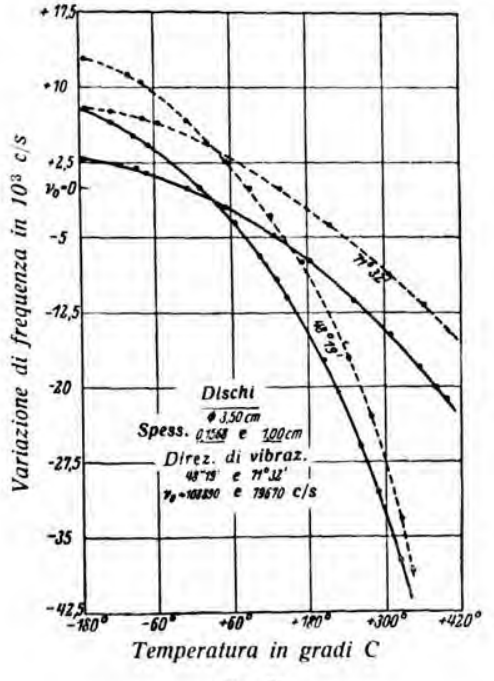


FIG. 30.

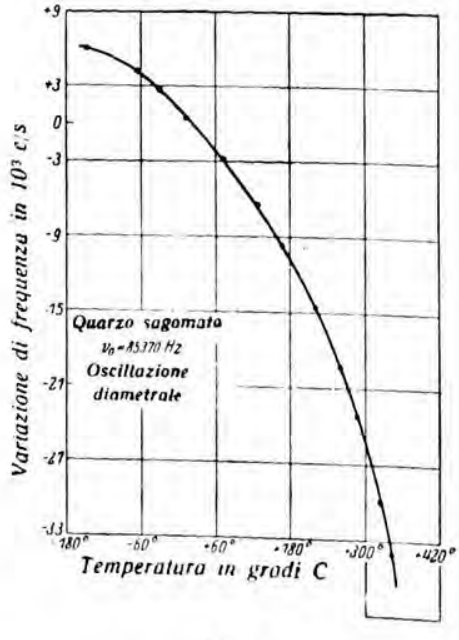


FIG. 31.

zione termica, si ricavano dei risultati che sono poco in accordo con quelli dati dalle misure. Si riscontrano divergenze di oltre il 30 per cento.

Questo fatto si può attribuire a due cause. In primo luogo i valori misurati dal suddetto Autore si riferiscono a temperature che differiscono di intervalli molto grandi; in secondo luogo le misure stesse erano eseguite con metodi statici, quindi in esse non interveniva la complicazione causata dal comporsi di più vibrazioni aventi direzioni e coefficienti di temperatura diversi. Infine le esperienze eseguite sui dischi dimostrano chiaramente che il coefficiente di temperatura dipende strettamente dalle proporzioni del quarzo, quindi un confronto tra i metodi statico e dinamico di misura si potrebbe fare solo adoperando oscillatori eguali.

In generale il coefficiente di temperatura effettivo e quindi anche la frequenza, risulta tanto più diverso da quello calcolato, per quanto maggiore è l'influenza della contrazione trasversale. Nel caso del quarzo, che è un corpo anisotropo, questa influenza è assai marcata, e la relazione tra contrazione trasversale e dilatazione longitudinale è molto complicata. Ulteriori complicazioni si hanno quando si verifica risonanza fra vibrazioni trasversali e longitudinali.

Da tutte queste difficoltà deriva una conclusione importante: che non si può senz'altro dire che il coefficiente di temperatura della frequenza ha un determinato valore. Occorre prima determinarne la variazione in un intervallo molto ampio di temperatura, poichè può capitare che si sia eseguita la misura in prossimità di un punto in cui il comportamento è instabile od anomalo ([20]). Da questo fatto dipende la grande diversità fra i risultati riscontrati dai diversi osservatori.

Letteratura. - La letteratura sul quarzo piezoelettrico è negli ultimi anni talmente cresciuta, che è diventato impossibile citare

---

([20]) E. Giebe e A. Scheibe trovano anche per alcuni particolari tipi di risuonatori trasversali un coefficiente di temperatura anomalo. *Z. Hochfrequ.* 35, 173, 1930. cfr. loc. cit. (20).

tutti gli Autori uno per uno. Rimandiamo perciò agli elenchi di lavori citati da:

A. SCHEIDE. *Z. f. Hochfrequ.* 28, 15, 1926
e W. S. CADY. *Proc. Inst. Rad. Eng.* 16, 521, 1928.

Il presente lavoro è stato eseguito nell'Istituto fisico-tecnico dell'Università di Jena. Mi sia qui lecito presentare al mio Ill.mo Maestro prof. dr. Esau, i miei più sentiti ringraziamenti per l'intenso e continuo interesse che egli ha dedicato al mio studio.

Devo inoltre ringraziare la Ditta Carl Zeiss, e particolarmente il dr. Kessler, per la accurata preparazione dei quarzi. Esprimo infine la mia gratitudine alla Istituzione Enrico Hertz, che ha dato i mezzi per la esecuzione del lavoro.

HARALD STRAUBEL
(Dell'Istituto fisico-tecnico dell'Università di Jena)

(Trad. dell'ing. U. TIBERIO).

RECENSIONI

Un recente progresso nei circuiti degli oscillatori a valvola. (A recent development in vacuum tube oscillator circuits). J. B. DOWN. *Proc. Inst. Radio Engrs.*, v. 19, n. 12, dic. 1931, pp. 2095-2018, fig. 11.

Dopo alcune osservazioni sull'instabilità degli ordinari tipi di oscillatori, è descritto un oscillatore a frequenza costante, il cui funzionamento dipende dall'impiego di un accoppiamento elettronico tra la sezione del circuito generante le oscillazioni ed il circuito di lavoro. Tale procedimento di accoppiamento serve per rendere indipendente quest'ultimo circuito dalla sezione determinante la frequenza delle oscillazioni. Si è osservato che, con adatta scelta delle tensioni anodiche, può essere ottenuta una certa compensazione che permette di rendere trascurabile l'effetto delle variazioni di tensione del generatore sulla frequenza di oscillazione.

Modulazione di ampiezza, di fase e di frequenza. (Amplitude, phase and frequency modulation). H. RODER. *Proc. Inst. Radio Engrs.*, v. 19, n. 12, dic. 1931, pp. 2145-2176, fig. 27.

Studio teorico comparativo dei tre tipi di modulazione. Le relative espressioni matematiche sono derivate in tre differenti forme: come equazioni della ampiezza, della banda laterale e del vettore di modulazione. Quest'ultimo permette di costruire un nuovo diagramma della modulazione di fase. Vengono considerate la distorsione e le interferenze della modulazione di ampiezza, dovute alla simultanea produzione di imprevista modulazione di fase o di frequenza o di entrambe queste. Sono infine trattati casi della cosi detta « falsa modulazione di fase ».

Metodo per la misura di resistenze d'alto valore. (Method for measuring very high values of resistance). G. M. ROSE. *Rev. Scient. Instr.*, v. 2, n. 12, dic. 1931, pp. 810-813.

Semplice e soddisfacente metodo per misure di resistenza sopra 10^7 ohm, usato dal Vacuum Tube Engineering Departement della General Electric Co. La corrente è indicata invece che da un galvanometro da un pliotron a bassa corrente di griglia. Sono dati vari diagrammi.

Pentodi usati come triodi. (Pentodes tubes used as triodes). J. R. NELSON. *Electronics*, v. 3, n. 6, dic. 1931, pp. 226-227, fig. 5.

Curve mostranti le caratteristiche del pentodo tipo 247, la corrente di emissione del pentodo di potenza, l'effetto della resistenza di passaggio nei pentodi in « push-pull », la distorsione nei pentodi in parallelo ecc. Caratteristiche della valvola usata come triodo.

Nuova cellula al selenio. (A new selenium tube). G. F. METCALF e A. J. KING. *Electronics*, v. 3, n. 6, dic. 1931, pp. 234-235, fig. 6.

Caratteristiche della nuova cellula F-J-31 della General Electric Co. Dati su circuiti tipici d'impiego. BIBLIOGRAFIA.

Nuovo radio ricevitore. (Novel wireless receiver). *Electrical Review*, v. 109, n. 2803, 14 ag. 1931, p. 259.

Breve notizia riguardante un brevetto olandese. Caratteristica principale dell'apparecchio è la massima riduzione della terza dimensione, cioè l'apparecchio, tolte le valvole, può considerarsi ridotto ad una semplice superficie. Tutte le parti componenti hanno perciò la forma di sottili laminette, fissate ad un unico pannello. Il principio costruttivo può ridurre in modo notevole il costo dei ricevitori radio, specialmente nel caso di amplificazione a resistenza-capacità.

Televisione a bande multiple. (Multichannel television). *Electrical Review*, v. 110, n. 2824, genn. 1932, p. 51.

Riassunto di una conferenza di C. O. Drowe alla sezione radiotecnica della Institution of electrical engineers. Notizie su un procedimento di trasmissione televisiva di pellicole cinematografiche, impiegante complessivamente cinque differenti bande o canali di frequenza che dànno una frequenza finale sufficiente per riprodurre immagini di 15.000 elementi. Risultati di esperienze.

Il radio verificatore. (Der Radiopruefer). *Elektr. Zeit.*, v. 53, n. 1, 7 genn-1932, pp. 18-19, fig. 1.

Breve descrizione di un apparecchio trasportabile per la ricerca dei guasti degli apparecchi radio, costruito dalla ditta R. Abrahamsohn di Berlino-Steglitz.

Ricerche sull'altezza dello strato Kennelly-Heaviside per frequenze tra 1.600 e 8.650 chilocicli per secondo. (Investigations of Kennelly-Heaviside layer for frequencies between 1.600 and 8.650 ecc.). T. R. GILLILAND, G. W. KENRICK e K. A. NORTON. *Jour. Research U. S. Bur. Standards*, v. 7, n. 6, dic. 1931, pp. 1083-1084.

Risultati di osservazioni effettuate nei pressi di Washington durante il 1930.

Dell'azione degli elettroni secondari sulle condizioni statiche di lavoro della valvola a unica griglia. (Ueber die Wirkung der Sekundaerelektronen auf den statischen Arbeitszustand der Eingitterroehre). S. A. OBOLENSKY. *Archiv fuer Elektrotechnik*, v. 25, n. 12, 18 dic. 1931, pp. 834-846.

Discussione teorica riguardante l'emissione secondaria di elettroni nelle condizioni di funzionamento statico delle valvole a unica griglia. Fenomeno di bloccaggio della griglia libera. Condizioni di instabilità.

Nuovi apparecchi per la misura di piccole attenuazioni. (Neue Geraete zum Messen kleiner Daempfungswerte). H. NOTTEBROCK. *Veroeffentlichungen aus dem Gebiete der Nachrichtentechnik*, v. I, n. 4, 1931, pp. 301-304.

Nuovo equipaggiamento per la misura di deboli attenuazioni. Diagramma fondamentale della connessione dell'indicatore di smorzamento e del generatore campione. Misure coll'indicatore di smorzamento nel campo tra 0 e 3 Neper. L'indicatore può essere usato nel campo da 300 a 3000 cicli.

Semplice apparecchio per la misura di tensioni e correnti alternate a frequenza acustica. (Ein Einfaches Geraet zum Messen tonfrequenter Wechselspannungen und-stroeme). H. NOTTEBROCK. *Veroeffentlichungen aus dem Gebiete der Nachrichtentechnik*, v. I, n. 4, 1931, pp. 305-307.

Semplice apparecchio portatile ideato dalla Siemens & Halske per misure di tensioni e correnti alternate nel campo delle frequenze acustiche. Campo delle tensioni misurabili, da 0,3 a 300 V. Campo delle correnti, da 3 a 150 mA. Campo delle frequenze, da 40 a 10.000 cicli.

La misura del rendimento dei generatori a valvole mediante cellula fotoelettrica. (La mesure du rendement des générateurs a lampes a l'aide du photo-élément). J. GROSKOWSKI. *Onde électrique*, v. 10, n. 120, dic. 1931, pp. 541-545.

Metodo per la misura della potenza dissipata all'anodo dei tubi a vuoto, che impiega un nuovo tipo di cellula fotoelettrica al $Cu_2\,OCu$, sensibile alle radiazioni infrarosse.

Sull'azione dell'accoppiatore superrigenerativo. (Ueber die Wirkung des Pendelrueckkopplers). G. GORELIK. *Zeit. fuer Hochfrequenztechnik*, v. 38, n. 6, dic. 1931, pp. 222-228.

Esperimenti e misure riguardanti la superrigenerazione nella produzione e nella ricezione di onde ultra corte. Curve di risonanza del circuito superrigenerativo. Analisi dei risultati sperimentali.

Il pentodo a radio frequenza. (The r. f. pentode). E. W. RITTER. *Electronics*, v. 4, n. 1, genn. 1932, pp. 10-11.

Caratteristiche del pentodo a radio frequenza. Caratteristiche della regolazione di volume. Vantaggi della nuova valvola. Curve dimostranti l'effetto della griglia ausiliaria, le caratteristiche della regolazione di volume della nuova valvola ed il comportamento della valvola 239, usata per il cambiamento di frequenza nelle supereterodine.

Stato attuale della tecnica dei tubi a catodo freddo, all'estero. (Status of cold-cathode tubes abroad). I. J. SAXL. *Electronics*, v. 4, n. 1, genn. 1932, pp. 17-19.

Rassegna delle ricerche e del progresso della tecnica dei tubi a catodo freddo in Europa e negli Stati Uniti, con particolare riguardo ai tubi a scarica incandescente, a quelli a catodo fotoelettrico e a quelli a luminescenza.

Sistema di radiocollegamento continuo istantaneo per veicoli della polizia. (Continuous, instantaneous radio signaling system for police cars). J. DUNSHEAT. *Radio Eng.*, v. 12, n. 1, genn. 1932, pp. 11-12 e 34.

Importanza dei collegamenti radiofonici ora applicati nel servizio di polizia. Apparecchi usati dalla polizia dello stato di Michigan. Opinioni dei capi della polizia.

Accoppiamenti da evitarsi nei radio ricevitori. (Undesiderable coupling link in radio receivers). A. E. TEACHMAN. *Radio Eng.*, v. 12, n. 1, genn. 1932, pp. 19-20.

Metodi per eliminare i disturbi causati ai radioricevitori dalla rete di distribuzione di energia elettrica. Eliminazione dell'accoppiamento tra l'antenna ed i circuiti interni del ricevitore.

Distorsione della rivelatrice a basse tensioni di alimentazione. (Detector distortion at low input voltages). H. A. BROWN, G. W. PICKELS e C. T. KNIPP. *Radio Eng.*, v. 12, n. 1, genn. 1932, pp. 21-23.

Studio analitico riguardante le valvole tipo 201-A, 224, 227. Curve e caratteristiche relative. Metodi per l'esecuzione delle misure.

Curve dell' effetto Kelvin. (Skin effect curves). G. B. ROBINSON. *Radio Eng.*, v. 12, n. 1, genn. 1932, p. 30.

Dati relativi all' effetto di pelle nelle bobine per radio (presentati nella circolare 74 del Bureau of Standards), esposti mediante curve.

Resistenze composte per radio ricevitori. (Composition type resistors for radio receivers). L. P. POLDOSKY. *Radio Eng.*, v. 12, n. 1, genn. 1932, p. 32.

Dodici società si occupano negli Stati Uniti della costruzione di resistenze; ciascuna di esse ha dedicato lunghi studi al perfezionamento di loro speciali prodotti. L' A. espone notizie sull' argomento e accenna alle difficoltà che possono essere causate nei radio ricevitori da resistenze difettose.

Dieci anni di radiotelegrafia transoceanica. — Sguardo retrospettivo. (Ten years of transradio. - A retrospect). E. QUAECK. *Proc. Inst. Radio Engrs.*, v. 20, n. 1, genn. 1932, pp. 40-61.

Descrizione del passaggio dalla trasmissione manuale dell' unico circuito radiotelegrafico Berlino-New York al funzionamento del sistema radiotelegrafico che collega la Germania ad altri 14 Paesi e località. Sviluppo dell'impiego delle onde corte. Frequenze ed antenne impiegate con diversi trasmettitori su alcuni circuiti.

Studio sperimentale di oscillatori rigenerativi per onde ultra corte. (Experimental study of regenerative ultra-short-wave oscillators). W. H. WENSTROM. *Proc. Inst. Radio Engrs.*, v. 20, n. 1, genn. 1932, pp. 113-130.

Relazione sul comportamento di due circuiti oscillanti, uno del tipo ad una sola valvola, l' altro del tipo a due valvole equilibrate. Vennero misurate lunghezze d' onda di circa 3 metri servendosi di due metodi indipendenti. Il rendimento e la stabilità vennero misurate per diverse condizioni di tensione di placca, griglia e filamento.

Studio sperimentale del tetrodo come amplificatore a radio frequenza modulata. (Experimental study of tetrode as modulated radio-frequency amplifier). H. A. ROBINSON. *Proc. Inst. Radio Engrs.*, v. 20, n. 1, genn. 1932, pp. 131-160.

Vantaggi e limitazioni dell'impiego del tetrodo come amplificatore a radio frequenza modulata; risultati di studi sperimentali effettuati su un tipo di valvola schermata. Oscillogrammi e caratteristiche in base ai quali può essere previsto il funzionamento del tetrodo UX-865. BIBLIOGRAFIA.

Radiotelegrafia e radiotelefonia. (Radio telegraphy and radio telephony). A. S. ANGWIN. *Jour. Inst. Elec. Engrs.*, v. 70, n. 421, genn. 1932, pp. 145-152.

Rivista dei progressi tecnici nella pratica delle radiocomunicazioni. Servizi mobili e fissi. Radiodiffusione. Onde ultracorte. Ricerche e misure.

Apparecchio per dimostrare alcune proprietà dei circuiti accoppiati. (Apparatus for exhibiting some properties of coupled circuits). R. C. CLINKER e T. H. KINMAN. *Wireless Engr. and. Experimental Wireless*, v. 9, n. 100, genn. 1932, pp. 11-13.

Descrizione di elementi di un apparecchio ideato dall'autore per dimostrare particolari comportamenti dei circuiti a radiofrequenza accoppiati.

Perdite con le radiofrequenze nei dielettrici liquidi. (Losses in liquid dielectrics at radio frequencies). W. JACKSON. *Wireless Engr. and Experimental Wireless*, v. 9, n. 100, genn. 1932, pp. 14-17.

Riferimento ad un articolo sullo stesso argomento apparso sullo stesso periodo, fasc. maggio 1928, p. 1497. Informazioni completive riguardanti la supposizione di un costante fattore di potenza del circuito dielettrico, quando la bobina di prova viene immersa in qualche liquido dielettrico.

Regolazione del rendimento e Decibel. (Gain control and Decibel). H. STANESBY. *Wireless Engr. and Experimental Wireless*, v. 9, n. 100, genn. 1932, pp. 18-19.

Regolazione del volume. Significato del Decibel e semplici regole per la costruzione del regolatore.

Influenza della capacità di griglia e placca della valvola rivelatrice negli apparecchi per la radioricezione senza reazione. (Influence de la capacité de grille et plaque de la lampe détectrice dans les postes de réception de radiocommunications sans réation). A. VAN SLUITERS. *Rev. gén. de l'électricité*, v. 31, n. 3, genn. 1932, pp. 91-93.

Semplice discussione matematica, sulla base di diagrammi e circuiti equivalenti, per determinare l'influenza della capacità griglia-placca della valvola rivelatrice sull'amplificazione e sulla selettività dei ricevitori senza rigenerazione.

Lo sviluppo delle lampade a vapori di sodio per scopi di televisione. (Die Entwicklung der Natriumdampflampen fuer Fernsehzwecke. G. SCHUBERT. *Fernsehen und Tonfilm*, v. 3, n. 1, genn. 1932, pp. 9-18.

Perfezionamento della lampada a vapori di sodio per televisione. Applicazione della lampada nei televisori della società Fernseh. Curve caratteristiche.

Sulla regolazione della luminosità nelle valvole a raggi catodici con particolare considerazione di un nuovo procedimento. (Ueber Helligkeitssteuerung bei Kathodenstrahlroehren ecc.). M. von ARDENNE. *Fernsehen und Tonfilm*, v. 3, n. 1, genn. 1932, pp. 18-29.

Regolazione dell'intensità della luce nei tubi a raggi catodici. Particolari considerazioni sul regolatore Wehnelt.

L'eptodo, una nuova valvola termoionica. (The heptodo, a novel thermoionic valve). E. J. C. DIXON. *Jour. Post Office Elec. Engrs.*, v. 24, n. 4, genn. 1932, pp. 299-302.

Nuovo tipo di valvola, ideata per evitare alcuni inconvenienti che si verificano nei triodi, che approfitta dei vantaggi offerti dal circuito simmetrico a doppia azione, comunemente detto "circuito push-pull".

Voltmetro generatore per misure di elevate tensioni. (Generating voltmeter for measurement of high potentials). P. KIRKPATRICK e I. MIYAKE. *Rev. Scient. Instruments*, v. 3, n. 1, genn. 1932, pp. 1-18.

Le misure di tensioni elevate son spesso il punto debole delle osservazioni di precisione. L'università di Havai, Honolulu, ha esperimentato e costruito secondo nuovi principi un istrumento che risolve il problema.

Regolatore di tensione tiratron per alternatori. (Thyratron voltage regulator for alternator). C. E. WEINLAND. *Rev. Scient. Instruments*, v. 3, n. 1, genn. 1932, pp. 9-19.

Regolatore di tensione funzionante sul principio di Hull.

Riduzione dell' interferenza delle linee di trasmissione sulle radioricezioni. (Reducing transmission line radio interference). B. E. ELLSWORTH. *Electr. World*, v. 99, n. 4, 23 genn. 1932, p. 199.

Risultati che si possono ottenere con differenti tipi di isolatori. Norme per l'esecuzione degli impianti di linee.

Metodo ad interferenza per lo studio delle vibrazioni di piastre oscillatrici di quarzo. (Interference method of studying vibrations of oscillating quartz plates). H. OSTERBERG. *Jour. Optical Soc. Am.*, v. 22, n. 1, genn. 1932, pp. 19-35.

Teoria matematica di misure di vibrazioni di piccola ampiezza e osservazioni eseguite su quattro piastrine di quarzo.

AVVISI DI CONCORSO

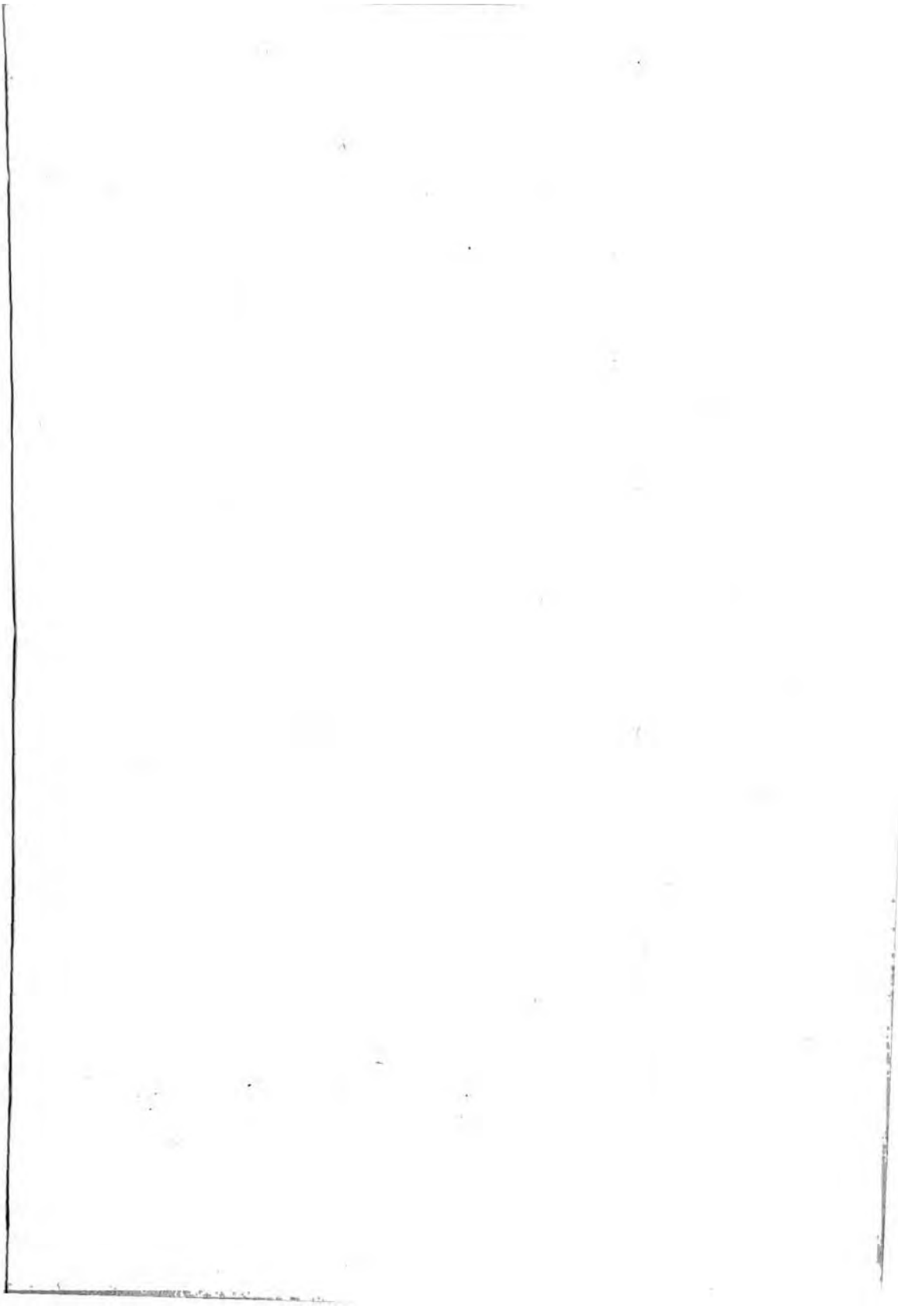
a due premi istituiti dalle Fondazioni " Politecnica Italiana „ e " Carlo Esterle „

1° - Premio triennale " Giuseppe Colombo „ di L. 50.000, destinato all' italiano o agli italiani che, durante il triennio, si siano dimostrati più benemeriti del progresso scientifico o pratico nel campo dell' ingegneria in genere.

2° - Premio triennale " Carlo Esterle „ di L. 100.000, destinato all' italiano o agli italiani che, durante il triennio, si siano dimostrati più benemeriti del progresso scientifico o pratico nel campo dell' elettricità e delle sue applicazioni in Italia.

Per maggiori particolari rivolgersi alla FONDAZIONE POLITECNICA ITALIANA, Foro Bonaparte, n. 31, MILANO.

Direttore responsabile: Prof. G. VANNI.



RIVISTA D'ARTIGLIERIA E GENIO

PERIODICO MILITARE MENSILE ILLUSTRATO

Direzione: Via degli Astalli, N. 15 - Roma (117)

Telefoni: Soc. Tel. Tirrena 64 200; militare 2129 — C/c Postale 1/8447

CONDIZIONI DI ABBONAMENTO PER IL 1932-X

(LXXI ANNATA)

Comandi, uffici, circoli, enti militari	L.	28,00
Ufficiali ed assimilati	»	23,00
Non militari, in Italia e Colonie	»	46,00
Estero	»	75,00

Ogni fascicolo separato: in Italia L. 5, all'estero Lit. 12; doppio L. 7, all'estero Lit. 16.

Per la spedizione all'indirizzo privato, aggiungere L. 1 per ogni fascicolo separato o L. 5 per tutta l'annata.

RIVISTA AERONAUTICA

Pubblicazione mensile illustrata

del

MINISTERO DELL'AERONAUTICA

Contiene studi originali di guerra aerea e di aerotecnica, ampie informazioni sul movimento aeronautico internazionale nel campo militare, scientifico e commerciale, e numerose recensioni.

Prezzo di abbonamento per l'Italia e Colonie	L.	50
» » » » l'Estero. . . .	»	150
Un numero separato per l'Italia	»	10
» » » » l'Estero.	»	20

ROMA — MINISTERO DELL'AERONAUTICA — ROMA

Anno 11° - N.ri 4 e 5 Luglio-Ottobre 1932 - A. X.

ISPETTORATO DEL GENIO
DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO



Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito

SOMMARIO:

A. BERNINI - Esperienze ed interpretazioni sul funzionamento del microfono a carbone a differenti pressioni dell'ambiente.

L. SACCO - Il comando unico nei ricevitori a supereterodina *(continua)*.

A. STABARIN - Cenni sulle funzioni iperboliche e sugli angoli complessi.

F. KIEBITZ - Esperienze sulla sintonizzazione di antenne direttive sulle onde corte. (Traduzione del cap. ing. S. GUASTALLI).

— - Concorso internazionale per lo sviluppo degli impieghi dell'alluminio e delle sue leghe.

— - IVª Mostra Nazionale della Radio.

— - Recensioni.

Condizioni per l'anno 1932
(Volume di oltre 240 p.)

Nel Regno d'Italia e Colonie

Abbonamento	L. 12
Un numero separato	» 3
Abbonamento ridotto per ufficiali e assimilati	» 8

Nei paesi dell'Unione postale

Abbonamento	Franchi oro 10
Un numero separato	» » 2

Inviare l'importo a mezzo vaglia alla DIREZIONE DELL'ISTITUTO MILITARE DI R. T. ED E. T. - Viale Mazzini, 8 — ROMA (149).

Roma, Tipo-Lit. Off. Mil. di R.T. ed E. T.

:: La direzione del **Bollettino** non risponde delle opinioni espresse dagli autori che abbiano firmato o contrassegnato i loro scritti. :: :: :: :: :: :: :: ::

:: I manoscritti non si restituiscono. :: :: :: ::

:: Gli articoli pubblicati vengono retribuiti. Ogni autore ha inoltre diritto a **25** copie gratuite di estratti, se trattisi di articoli inediti, e a **10** negli altri casi; volendone maggiore quantitativo, l'Autore dovrà comunicarlo tempestivamente, e le copie in più saranno conteggiate al costo di stampa. :: :: :: :: :: :: :: :: ::

Anno 11° - N.ri 4 e 5. Luglio-Ottobre 1932 - A. X.

ISPETTORATO DEL GENIO
DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito

Diretto dal Prof. G. VANNI

Esperienze ed interpretazioni sul funzionamento del microfono a carbone a differenti pressioni dell' ambiente.

SOMMARIO. — *Fatta menzione dei principali fenomeni sinora riscontrati nel funzionamento dei microfoni a granuli di carbone, se ne descrivono dei nuovi, che l'autore ha osservato per rarefazioni dell'ambiente sempre maggiori, ed in particolare la continua diminuzione della resistenza elettrica, ed il crescere della sensibilità fino ad un massimo per poi diminuire ed annullarsi al vuoto molto spinto.*

Si accenna inoltre come tutti questi fenomeni, riguardanti il funzionamento in media o statistico del microfono, possano, sia pur grosso modo, venire spiegati, tenendo conto delle modificazioni, che necessariamente per le varie condizioni viene a subire lo strato gassoso (pelle di Rohman), aderente ai singoli granuli.

BIBLIOTECA NAZ. ROMA VITTORIO EMANUELE

§ 1. - Introduzione.

In varie ricerche di acustica in corso da qualche tempo ho fatto largo uso di microfoni a carbone come strumenti ricevitori. Per una buona valutazione dei miei risultati mi sarebbe stato molto utile conoscere esattamente il comportamento di questi apparecchi in varie condizioni di funzionamento. Siccome le informazioni, che dànno in proposito i trattati di Fisica anche i più estesi, non sono affatto esaurienti, ho cercato di prendere conoscenza di tutti i principali studi che erano stati eseguiti, leggendo, per quanto mi è stato possibile, i lavori originali.

Mi feci così una idea, che credo abbastanza esatta, sulla attendibilità di quanto fu affermato circa il funzionamento in media o statistico del microfono. La maggior parte dei risultati ottenuti dai vari sperimentatori, specialmente i più vistosi ed importanti, sono senza dubbio fuori discussione. Uno di essi però, e precisamente quello riguardante il funzionamento a varie pressioni del gas in cui il microfono è immerso, mi parve richiedere ulteriori osservazioni, che eseguii e che formano l'oggetto principale di questa nota. Pochi altri invece, di secondaria importanza, mi apparvero inconcludenti, o basati su veri equivoci, e me ne occupo perciò solo incidentalmente o punto. Quanto agli studi che si spingono o vorrebbero spingersi fino al comportamento di un singolo contatto, le deduzioni sono tutt'altro che sufficienti per la formulazione di una teoria adatta ad inquadrare i fenomeni noti. Ed invero alcuni di questi studi riguardano quasi esclusivamente dei fatti che hanno luogo per pressioni statiche (1). Altri, tendenti a stabilire una teoria matematica del circuito microfonico (2), si limitano a ricercare la espressione della legge secondo cui, per certe condizioni supposte più o meno arbitrariamente invariate, si ritiene che il fenomeno microfonico si compia, ma senza poter rendersene conto fisicamente.

Ora, per quanto riguarda invece il suddetto funzionamento in media, ritengo che lo schema molto semplice, che esporrò, contenga tutti i tratti fondamentali e più caratteristici. Esso inoltre ha la proprietà di essere statisticamente interpretabile mediante la ipotesi, che pare oggi preferibile, per cui la resistenza dei singoli contatti sarebbe determinata particolarmente dalla maggiore o minore consistenza di uno strato di gas avvolgente le particelle di carbone.

§ 2. - Le principali caratteristiche dei microfoni.

A maggiore chiarimento di quanto si viene ad esporre, sono opportune le seguenti premesse: per resistenza del microfono

(1) R. Holm, *Zeitschr. für techn. Phys.*, V. 3, 1922 - V. 6, 1925 - V. 8, 1927,

(2) P. O. Pedersen, *Lumière électrique*, V. 32 e V. 33, 1916. — F. Gray. *Phys. Rev.* 36, 375, 1930. — F. S. Goucher, *Phys. Rev.*, 35 e 36, 1930.

intendo sempre il rapporto tra la differenza di potenziale applicata ai suoi estremi, e la intensità della corrente, in generale continua.

Chiamo, come al solito, corrente alimentatrice del microfono quella continua che lo attraversa a riposo, cioè quando, pur essendo inserito nel circuito ed atto a funzionare, esso non è eccitato. Quando non indico diversamente, queste correnti sono sempre da ritenersi dell'ordine di quelle del regolare funzionamento (circa da 3 a 30 mA).

Per quanto riguarda la sensibilità, che definisco grosso modo come il rapporto tra l'ampiezza della corrente oscillante e l'ampiezza della eccitazione, distinguo fra variazioni che dirò globali, e variazioni specifiche. Per le prime intendo quelle che si riscontrano nel funzionamento globale del microfono, osservato ad es, a mezzo di uno stesso altoparlante per identiche azioni eccitatrici esercitate sul microfono in varie condizioni, specialmente di alimentazione o di ambiente. Per le seconde intendo quelle che andrebbero riferite sempre ad una medesima intensità della corrente alimentatrice. In generale avremo solo da considerare variazioni globali.

Non specificando diversamente, si intende sempre di riferirsi a micorofoni a polvere, od a granuli, e di struttura generica.

In base alle osservazioni di numerosi sperimentatori precedenti, si possono ritenere sufficientemente accertati i fenomeni seguenti relativi alla corrente di alimentazione, alla eccitazione ed alla sensibilità:

1) La corrente che attraversa il microfono ha la intensità I_o corrispondente alla differenza di potenziale applicata ed alla resistenza a vuoto R_o (misurata questa con intensità di corrente estremamente piccola) solamente all'istante della inserzione. Poi diminuisce più o meno rapidamente, raggiungendo un minimo, sul quale talvolta si arresta, o dal quale riprende a salire verso un valore di regime I, che resta pressochè costante ed in generale minore di I_o

2) L'abbassamento del valore della corrente di regime I rispetto ad I_o, o, se si vuole, l'aumento della resistenza di regime

R rispetto ad R_o, risulta minore per correnti alimentatrici forti, che per correnti deboli.

3) La intensità media I_m della corrente di alimentazione durante le eccitazioni periodiche del microfono è sensibilmente inferiore alla intensità della corrente, che attraversa il microfono quando questo non è eccitato. (E. Waetzman, *Ann. der Phys.*, 42, p. 729, 1903). (1).

4) La sensibilità del microfono a pressione normale è massima per un certo valore della intensità di corrente alimentatrice, e sempre minore quanto più ci si scosta dal detto valore.

Oltre a questi fenomeni fondamentali e qualitativamente sempre constatati, ne vengono citati altri meno importanti. Fra essi alcuni sono senz'altro accettabili, perchè quasi intuitivi. Per es.:

5) La esistenza di un limite minimo della eccitazione, variabile colla corrente di alimentazione, pel quale la sensibilità si annulla. (C. A. Hartmann, *El. Nach. Tech.*, 5, 344, 1928).

Altri invece sono meno evidenti, e possono lasciare qualche dubbio. Altri infine sono basati su fatti eccezionali, che si verificano oltre ai limiti, fra i quali si può parlare di un regolare funzionamento del microfono, per es. per intensità di correnti alimentatrici eccessive, che producono dei fenomeni periodici, o permanenti. Per quanto debba ritenersi di scarso interesse allo stato attuale spingere le ricerche in quelle zone oscure, a titolo di esempio ricordo un fenomeno, che ha tuttavia trovato molta considerazione in vari trattati:

6) Per un certo valore costante della intensità della corrente alimentatrice (ma sempre maggiore della normale) e dopo qualche ora dalla inserzione, si notano delle oscillazioni periodiche

---

(1) Si è detto intensità media, per quanto sia noto che quella che si legge su di uno strumento a corrente continua percorso da una corrente oscillante non sia in generale la intensità media. Ora circa questo fenomeno (*n.* 3) ricordiamo che nella schematizzazione della cosidetta teoria elastica del microfono di Rayleigh (1878) si prevedeva una I_m minore della I a riposo, però maggiore degli 8/9 di I; mentre la teoria che subito seguì, detta impropriamente sinusoidale, prevedeva un comportamento opposto. Le esperienze di F. Piola (*Nuovo Cimento*, Vol. XXI, 1922) hanno portato a risultati, che solo qualitativamente si accordano colla teoria elastica.

nella resistenza, tanto se il microfono è eccitato, come se a riposo. Quando la resistenza appare massima, è allora che appare massima anche la sensibilità. (G. Schubert, *El. Nach. Tech.*, 4, 139, 1927).

Ora, senza sottilizzare troppo, si può facilmente convenire che si tratta di fenomeni estremi dovuti alle complicazioni, dipendenti dall'eccesso di corrente, i quali, entro un certo intervallo di tempo, arrivano fino a produrre una specie di catastrofe nello stato fisico superficiale dei granuli, dopo di che si ripristina uno stato analogo a quello anteriore, dal quale si inizia un nuovo periodo, che conduce dopo un tempo corrispondente ad una nuova catastrofe, e così via.

Ma un interesse particolare presenta senza dubbio il fenomeno della variazione del funzionamento del microfono in dipendenza della pressione del gas ambiente, e ciò specialmente dopo che, in seguito agli accurati lavori sperimentali di Rohman (1) e di Holm (2) sulla resistenza di contatto, è apparso dimostrato che questa debba dipendere particolarmente da uno strato gassoso condensato attorno ai granuli, o da una specie di membrana gassosa (detta pelle), aderente alla loro superficie. Nessuna citazione però si trova nella pur ricca letteratura sui microfoni, riguardo a ricerche in questo senso. È soltanto in una breve nota in fondo al testo di F. Aigner (3), che vien fatto cenno ad esperienze eseguite dallo stesso, e non pubblicate, su dei microfoni per uso subacqueo. Quivi l'autore dice semplicemente che: « qualunque sia il gas avvolgente i granuli, la sensibilità del microfono diminuisce col crescere della rarefazione, sino ad annullarsi al vuoto molto spinto ». Egli non fa cenno di essersi occupato per esaminare il comportamento della resistenza.

A me è parso molto opportuno riprendere la ricerca, essendomi convinto che, per giungere a qualche attendibile interpretazione teorica di insieme, si dovesse tener conto anche di quel fenomeno. Con mia sorpresa ho trovato che esso è molto meno semplice di quanto era stato prospettato. Passo ora a dare una breve descrizione delle mie misure al riguardo, e dei risultati ottenuti.

---

(1) H. Rohman. *Phys. Zeitschr.*, 69, 417, 1920.

(2) Loc. cit.

(3) Franz Aigner. *Unterwasserschalltechnik*, Berlin, Krayn, 1922.

§ 3. - **Descrizione delle esperienze.**

Per studiare il comportamento dei microfoni alle varie pressioni, questi dovevano necessariamente venir rinchiusi in recipiente collegabile con pompe. E poichè la eccitazione, specie per le basse pressioni, non poteva farsi con suoni aerei, veniva conseguita con impulsi a mezzo di un metronomo fissato al sostegno del recipiente stesso (1). Il modo di eccitazione non era dunque quello normale: ma è ben noto come per molti casi speciali, ad es. per ricezione subacquea o ricezione di rumori attraverso il terreno, la eccitazione si consegua in maniera consimile (2).

Quanto alla disposizione dei circuiti elettrici, lo schema è quello indicato nella figura 1.

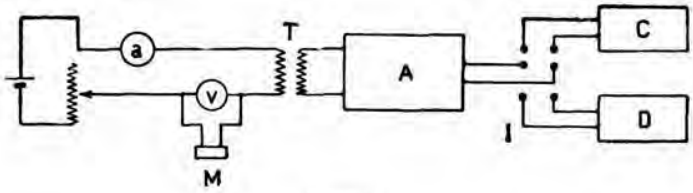


FIGURA 1.

In un circuito alimentato da una coppia di accumulatori sono inseriti il primario di un trasformatore *T*, un milliamperometro *a* ed il microfono *M*, ai cui serrafili è derivato un millivoltmetro *V* di Hartman.

Il secondario di *T* è collegato con un amplificatore a vari stadi *A*. La uscita di *A* può, a mezzo dell'invertitore *I*, congiungersi, o ad un altoparlante *C* collocato in ambiente lontano e separato dal resto, oppure ad un oscillografo registratore di Siemens *D*.

---

(1) Anche F. Aigner, come ho appreso da informazioni dallo stesso gentilmente formitemi, eccitava ad impulsi, a mezzo di un orologio da tasca, appeso al microfono.

(2) Ricerche con eccitazione costante ed a frequenze acustiche sono tuttora in corso, e sui risultati mi tratterrò, forse insieme ad altro, in una nuova nota.

Mentre i due istrumenti di misura elettrici consentono di dedurre le eventuali variazioni nella resistenza del microfono, l'altoparlante e l'oscillografo consentono di apprezzare, e registrare le eventuali variazioni globali nella sensibilità del microfono, specie se di una certa entità.

Ecco quanto si osserva in genere.

Iniziando la rarefazione colla pompa preparatoria, si notano presto delle variazioni delle indicazioni del voltmetro e dell'amperometro, che corrispondono ad una graduale diminuzione della resistenza (1). E quando la pressione è ridotta a circa 1 — 2 cm di mercurio, si incomincia a percepire un rinforzo nel tic tac trasmesso dall'altoparlante. Procedendo nella rarefazione colla pompa a diffusione senza punto intervenire a compensare le variazioni accusate dagli istrumenti di misura, tanto la resistenza del microfono quanto la intensità del rumore continuano a variare nello stesso senso. Giunta però la rarefazione ad un certo grado, e cioè a pochi decimi di mm di Hg, la intensità del rumore all'altoparlante, dopo conseguito un massimo, incomincia a decrescere, per annullarsi completamente al vuoto catodico; mentre la resistenza, sempre calante, raggiunge per questa rarefazione un valore circa 1/3 od 1/4 di quello misurabile alla pressione ordinaria.

Noto che le maggiori variazioni si ottengono con microfoni a polvere. Con microfoni a sferette i fenomeni sono appena osservabili, e sono apparsi insignificanti con antichi microfoni a bastoncini.

Per avere una idea della variazione dell'effetto risentito nel circuito dell'altoparlante, e quindi, grosso modo, nella sensibilità del microfono nel senso definito al § 2, ho sostituito all'altoparlante un telefono *T*, che portavo all'orecchio destro, mentre al

---

(1) Con microfoni comuni ad ogni colpo della pompa di rarefazione preparatoria si nota una forte e istantanea diminuzione della intensità ed un aumento della tensione, ma ciò è da attribuirsi particolarmente alla elasticità della membrana di carbone, che si incurva verso l'esterno, provocando una maggior resistenza al complesso dei granuli. Infatti basta con opportuni fori nella scatola impedire i forti sbalzi di pressione tra le faccie opposte della laminetta di carbone, perchè gli impulsi agli indici degli istrumenti di misura vengano estremamente ridotti.

sinistro tenevo il telefono T' del mio elettrofonometro (1). In questo la capacità era regolata in modo da ridurre le scariche del circuito oscillante a circa 10-12 al secondo, cosicchè al telefono T' invece di un suono si udiva un rumore ben confrontabile con quello prodotto dal metronomo nel telefono T. Per il miglior confronto, il circuito dell'elettrofonometro veniva chiuso per istanti brevissimi e con ritmo alternato corrispondente a quello del metronomo. Così operando, le variazioni della sensibilità del microfono corrispondono, grosso modo, alle variazioni della sensazione al telefono T', misurata in phon di Barkhausen e decimi.

L'andamento generale dei fenomeni può aversi dall'esame della fig. 2 costruita coi dati di una delle serie di esperienze

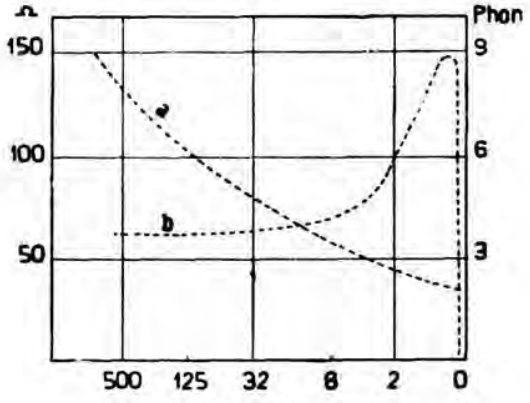


FIGURA 2.

eseguite su di un microfono a polvere asimmetrico della Siemens, con corrente di alimentazione iniziale di 3 milliampere. Quivi la curva *a* riguarda la resistenza elettrica, la *b*, la sensibilità; le ascisse rappresentano in scala logaritmica le pressioni in millimetri di mercurio.

Sostituendo poi al telefono od all'altoparlante l'oscillografo *D*, potevansi ricavare per le varie pressioni dei fotogrammi, dal cui complesso l'andamento generale della sensibilità veniva confermato nel senso sopra descritto. Dei numerosi fotogrammi che

(1) A. Bernini. *Nuovo Cimento*, VIII, 1931.

ho rilevati, credo siano sufficienti quelli che riporto nella tavola 1, riguardanti un microfono a polvere con camera microfonica a stella, ed avente alla pressione normale una resistenza di circa 125 ohm, essendo la corrente di alimentazione iniziale di 2 milliampere (salita poi a circa 9 al vuoto catodico).

Il fotogramma n. 1 (vedi tavola a pagina seguente), ricavato con la amplificazione massima e con la massima velocità del rullo su cui la carta sensibile era avvolta, riguarda: *a)* la pressione normale; *b)* la pressione di 2 decimi di mm. di Hg.

Il fotogramma n. 2 riguarda: *a)* la pressione normale; *b)* la pressione di circa 1 mm di Hg; *c)* il vuoto catodico.

Il fotogramma n. 3 riguarda 5 diverse pressioni, dalla normale (lettera *a*) al vuoto catodico (lettera *e*). Come si nota, l'ampiezza della oscillazione va crescendo dalla lettera *a)* alla *c*), è estremamente ridotta alla lettera *d)* e si può dire nulla alla lettera *e)*. Anche il tremolio che si osserva per la linea di base, dovuto alle perturbazioni prodotte dal gruppo delle pompe e in particolare dall'ebollizione del mercurio di quella a diffusione, appare più vistoso nel terzo grafico che negli altri, il che si giustifica colla maggiore sensibilità del microfono per la pressione corrispondente.

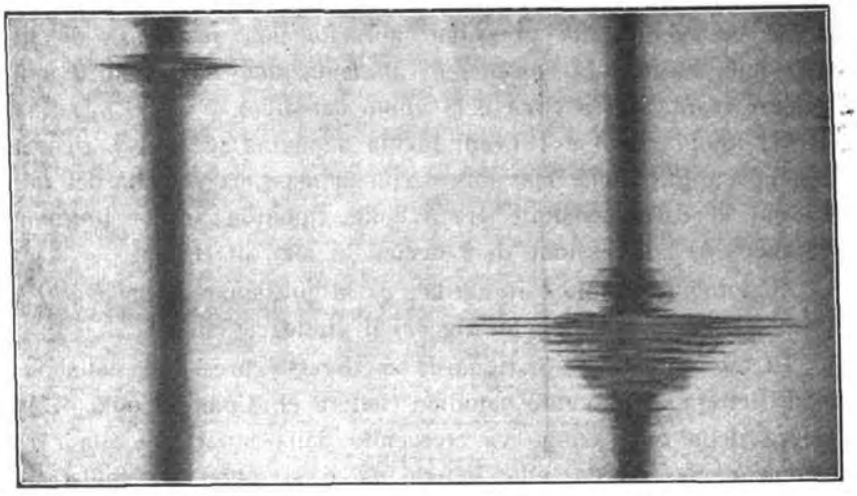
Ripetendo le prove nel senso della rarefazione col medesimo microfono, i dati risultano all'incirca del medesimo ordine di grandezza, e anche cambiando il microfono mostrano sempre analogo andamento.

Ma nell'esame del fenomeno procedendo invece in senso inverso, ossia col diminuire della pressione, si notano delle sconcordanze piuttosto forti provocate senza dubbio dal fatto che l'aria, entrando tra i granuli di polvere, vi produce degli sconvolgimenti più o meno grandi. Avendo però cura di lasciar entrare l'aria con estrema lentezza, allora si può notare sovente, sia per la variazione di resistenza che di sensibilità, una specie di isteresi, e cioè nel lento risalire della pressione si hanno per la sensibilità e per la resistenza valori, che durante la rarefazione si erano conseguiti per valori della pressione alquanto maggiori.

Da quanto sopra esposto risultano pertanto accertati i seguenti fatti:

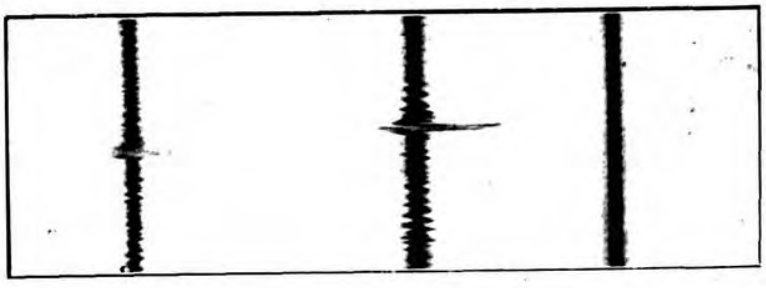
TAVOLA 1.

1)



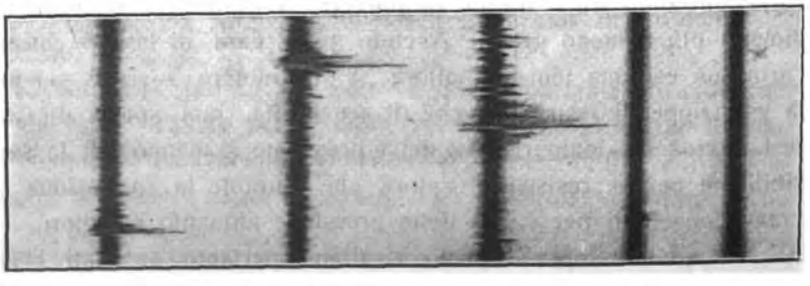
a) *b)*

2)



a) *b)* *c)*

3)



a) *b)* *c)* *d)* *e)*

a) Col diminuire della pressione del gas ambiente la resistenza del microfono diminuisce continuamente.

b) Col diminuire della pressione la sensibilità del microfono da prima cresce, poi, raggiunto un massimo, decresce fino ad annullarsi.

Ma, oltre a questi, altri sono degni di nota, non tanto per l'interesse che presentano di per sè, quanto per l'aiuto che essi portano nella interpretazione del funzionamento in media del microfono, secondo lo schema che passeremo subito ad esporre.

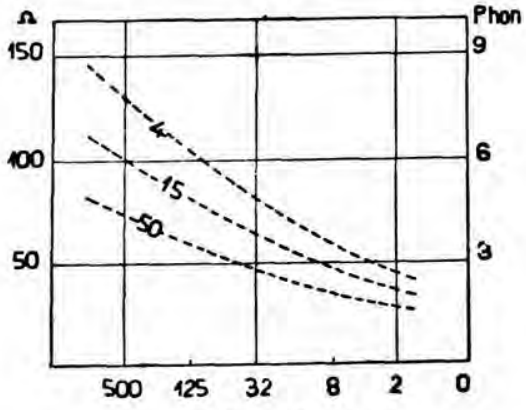


FIGURA 3.

In breve:

c) Le variazioni che si notano nella corrente *I* (e nella resistenza *R*) subito dopo la chiusura del circuito di alimentazione (fenomeni n. 1 e 2) sono meno vistose a bassa pressione che non a pressione ordinaria.

d) La variazione della resistenza colla rarefazione (fenomeno *a)* si manifesta più o meno forte a seconda della corrente di alimentazione e precisamente minore per correnti intense che non per deboli.

Una idea dell'andamento ora indicato si può avere dalla figura 3, che riguarda i risultati ottenuti sopra un microfono a polvere di quelli usati oggi dalla Società Tirrena, per le 3 correnti iniziali alimentatrici di 4, 15 e 50 milliampere.

Dalla figura 3, oltre al fenomeno di cui al n. 2, § 2, risulta evidente pure che, alle grandi rarefazioni, la influenza della inten-

sità della corrente di alimentazione è molto meno sentita che non alla pressione normale.

È sommamente probabile che, in relazione alle diverse correnti alimentatrici, si abbiano varianti corrispondenti sia nell'andamento sia nel massimo della sensibilità. Tuttavia, l'insieme dei miei risultati, anche per le difficoltà delle misure delle piccole pressioni, non mi consente, al momento, di affermare altro che questo, e cioè che le varianti nella sensibilità per le correnti di regime usuali appariscono sempre all' incirca del medesimo ordine di grandezza, e l' andamento è pressochè sempre quello stesso che si nota nella curva *b* della figura 2.

§ 4. - **Considerazioni.**

Il quadro d'insieme, che viene così a prospettarsi, non è privo di interesse. Premesso che una buona teoria del microfono a carbone non potrà essere che una teoria statistica, basata sopra una esatta conoscenza del fenomeno del contatto singolo, sta il fatto che il complesso del quadro sopra detto si può senza sforzi far rientrare in uno schema semplice e nello stesso tempo compatibile colle vedute, che i più importanti studi sulle resistenze di contatto hanno suggerito.

La teoria di R. Holm (1) ammette che il passaggio della corrente tra i granuli e gli elettrodi abbia luogo attraverso superficie microscopiche, che si considerano come di contatto già quando la loro distanza non supera i 10^{-8} centimetri, e che nel loro insieme formano le superficie di contatto macroscopiche. Orbene, ammessa la presenza dello strato gassoso (pelle di Rohman) i fenomeni calorifici conseguenti al passaggio della corrente, oltre al modificare le condizioni delle superficie microscopiche, modificheranno necessariamente, e specie in corrispondenza delle dette superficie, anche le condizioni dello strato gassoso aderente.

Vediamo come questa semplice ammissione possa servire, sia pur grosso modo, a render conto dei più importanti fenomeni surricordati.

---

(1) Loc. cit.

Lo strato che avvolge le particelle di carbone, e che ha il suo minor spessore nell'intorno dei punti di contatto, o quasi contatto, per il riscaldamento, che specialmente in queste zone si verifica, tenderà ad allontanare le corrispondenti parti di carbone, e ciò avverrà fino a che non si opponga qualche impedimento meccanico, o non venga ristabilita l'uguaglianza della pressione con conseguente attenuazione nella densità della «pelle». È così che si può interpretare il fenomeno indicato sopra col n. 1, e cioè che la intensità della corrente in un primo tempo decresca fino ad un minimo, salvo poi a risalire più o meno rapidamente verso un valore pressochè costante, che può anche superare quello iniziale, o determinare quei fenomeni di tipo catastrofico sullo stato fisico superficiale dei granuli, cui si è accennato al n. 6, ricordando le oscillazioni rilevate da Schubert.

Logico poi deve apparire di conseguenza che una preventiva, o concomitante, rarefazione attenui gli effetti, che abbiamo qui attribuiti particolarmente al riscaldamento della membrana gassosa, ciò che risulta dimostrato fra l'altro coi dati della figura 3 (fenomeno *d*).

I valori della resistenza di regime, dovendo dipendere dalle condizioni della pelle, devono necessariamente dipendere dalla intensità della corrente, come pure dovranno dipenderne le variazioni della resistenza anteriori al regime. E precisamente queste saranno di minore entità per correnti deboli che per correnti forti: perchè mentre per correnti deboli si provoca una riduzione dello strato della pelle piuttosto tenue, con correnti forti la modificazione nella densità dello strato e quindi la sua conducibilità sarà maggiore. e potrà consentire un aumento nel numero delle superficie di quasi contatto. Ciò giustifica pertanto il fenomeno 2, e d'altra parte lascia prevedere la tendenza della resistenza a differire sempre meno per le diverse intensità di corrente, quanto più grande è la rarefazione (fenomeno *e*).

La eccitazione del microfono a pressione costante (salvo la riserva sulla attendibilità della interpretazione del valore letto all'amperometro come valore medio della intensità della corrente) deve poi evidentemente far diminuire il valor medio della corrente (fenomeno 3), perchè in ultima analisi colla eccitazione si provo-

cano cambiamenti nelle superficie microscopiche di contatto; cioè si sostituiscono a punti di «quasi contatto», in cui la pelle ha già subito una attenuazione, altri in cui la pelle è, diciamo così, normale. Si riporta quindi il funzionamento del microfono verso lo stato iniziale alla immediata chiusura del circuito, e cioè nelle condizioni in cui la resistenza è in generale maggiore di quella di regime e quindi la intensità di corrente minore.

Per quanto riguarda la variazione di sensibilità colla intensità della corrente (fenomeno 4), va osservato che un aumento della *I*, fino ad un certo limite, attenuando la densità della pelle, metterà i granuli in condizione di maggior libertà. Ma oltre quel limite dovrà verificarsi il contrario. Le zone conduttrici si estenderanno sempre di più, e le variazioni di resistenza per piccole eccitazioni diverranno sempre più piccole, quindi la sensibilità minore. Naturalmente in base a questa argomentazione non si può giungere fino all'annullamento della sensibilità, perchè la condizione della pelle attorno ai granuli non sarà mai uniforme, cosicchè, anche ammesso che staticamente il numero delle superficie microscopiche, o di quasi contatto, non venga sensibilmente modificato colla eccitazione, le differenti condizioni della pelle in corrispondenza delle vecchie e nuove superficie saranno sempre sufficienti a determinare delle differenze sia pur tenui nella resistenza.

Ma le cose si devono presentare diversamente, se supponiamo di ridurre sensibilmente la pressione dell'aria, o gas ambiente. Con questo processo il funzionamento del microfono viene ad essere modificato in maniera piuttosto complessa, ma non difficile da intravedere. Da principio i granuli si vengono a trovare come in condizioni di maggior libertà, favorendo così la sensibilità; d'altra parte si ha un aumento nella conducibilità delle superficie di quasi contatto e cioè una minor resistenza globale. E da ciò un andamento inverso dei due fenomeni, variazione di resistenza e di sensibilità, che è addirittura l'opposto di quanto si verifica in generale a pressione costante.

Con una rarefazione poi sempre più spinta, mentre la pelle verrà estremamente ridotta e resa dovunque quasi omogenea, le

zone di quasi contatto aumenteranno in numero. Con ciò verrà ancora diminuita la resistenza, ma nel contempo si vincolano maggiormente i granuli, quindi la sensibilità, dopo raggiunto un massimo, dovrà discendere. Ed in questo senso naturalmente procederanno le cose fino al vuoto catodico, in cui si potrà logicamente pensare che l'effetto della pelle manchi completamente, e di conseguenza la resistenza globale sia massima e la eccitazione non possa provocare facilmente in questa delle variazioni sufficienti per sorpassare il limite di sensibilità (fenomeno 5), che, date le nostre ipotesi, era ben prevedibile dovesse colla rarefazione profondamente modificarsi.

Finirò con una osservazione, che ritengo non priva di interesse, almeno sotto il punto di vista tecnico od applicativo.

È noto come il microfono a carbone, insieme a pregi di una grande semplicità e di una grande sensibilità, presenti anche l'inconveniente di una certa incostanza nel suo funzionamento, che lo rende poco adatto per misure precise. Ciononostante però lo si trova usato per la soluzione di certi problemi pei quali la costanza nella sensibilità dovrebbe essere al primo piano, come ad es. per la determinazione della direzione di provenienza di rumori attraverso al terreno o subacquei, a mezzo di geofoni od idrofoni, sfruttando l'audizione binaurale.

Ora si è detto sopra come possa ritenersi fondata la ammissione che quasi tutte le variazioni nel comportamento del microfono possano in generale attribuirsi alle modificazioni nelle condizioni dello strato gassoso aderente ai granuli; ed in ogni modo è stato sperimentalmente dimostrato come in generale le variazioni nel comportamento del microfono si attenuino colla rarefazione, senza che per nulla risulti sacrificata la sensibilità, che anzi può con tale processo venire accresciuta. Ciò posto, non dovrebbe parere troppo azzardata la supposizione che, spingendo la rarefazione sino ad un grado conveniente, ad es, in corrispondenza al ramo discendente della curva *b* (fig. 2), non si venga a togliere, insieme al gas, anche la causa od almeno una delle cause principali della incostanza nel funzionamento del microfono, e quindi non si possa conseguire quella condizione necessaria per molti scopi e che sinora, nono-

stante i lunghi studi e tentativi sulla preparazione della polvere di carbone, è stata soltanto un desiderio.

Le esperienze sopra descritte vennero eseguite, coi mezzi forniti dall'Amministrazione Militare, presso l'Istituto fisico della R. Università di Modena, dove fui efficacemente coadiuvato dall'assistente dottor Luigi Barbanti Silva. Alcune furono poi ricontrollate presso l'Istituto fisico della R. Università di Genova, diretto dal prof. A. Occhialini, che ringrazio qui sentitamente per la cortese ospitalità.

prof. ARCIERO BERNINI

IL COMANDO UNICO NEI RICEVITORI A SUPERETERODINA

SOMMARIO. — *Si esaminano i vari metodi impiegati per ottenere una differenza quasi costante di frequenza in due circuiti oscillanti aventi identici condensatori variabili di sintonizzazione mossi in tandem. Si indicano nuovi metodi tendenti allo scopo e si discutono i relativi vantaggi e inconvenienti.*

1 - Il circuito a supereterodina o a cambiamento di frequenza, per le sue doti di selettività e sensibilità è notoriamente tra i più adatti per la ricezione radiotelefonica; due inconvenienti, però, gli sono stati imputati, e sono la necessità di un numero notevole di valvole e la necessità del doppio comando per accordare separatamente l'onda da ricevere e il primo oscillatore.

Il primo inconveniente, cioè quello del numero notevole di valvole, può essere ridotto ma non eliminato, dato che la supereterodina richiede sempre almeno 5 o 6 valvole. Il secondo inconveniente, quello del doppio comando, si può ora eliminare in modo praticamente soddisfacente, ed anzi le supereterodine destinate alle radio-audizioni sono tutte ormai a comando unico. Con ciò la supereterodina diventa un apparecchio di facilissimo maneggio, tale da renderlo in molti casi consigliabile anche nelle applicazioni militari, specialmente per onde non eccessivamente lunghe, e ciò essenzialmente perchè elimina la regolazione della reazione, che è una delle più delicate nei ricevitori radiotelefonici: si riducono così al minimo possibile le regolazioni e si realizza insieme una notevole sensibilità ed una acuta selettività.

2 - Ricordiamo che un circuito a supereterodina comprende come organi essenziali:

1° un circuito di ingresso da accordare sull'onda da ricevere;

2° un circuito oscillatore, la cui frequenza deve differire da quella del circuito precedente di una quantità fissa f_o = frequenza intermedia;

3° un circuito rivelatore dei battimenti tra la oscillazione in arrivo f e quella $(f \pm f_o)$ dell'oscillatore;

4° un amplificatore accordato sulla frequenza intermedia f_o;

5° un secondo rivelatore;

6° un amplificatore della B. F.;

7° eventualmente un secondo oscillatore per la ricezione della telegrafia ad O. P.

Non tutti i circuiti di cui sopra sono in ogni caso indispensabili; tuttavia la possibilità di alcuni disturbi, specifici nelle supereterodine (1), consiglia a non trascurare la selettività del circuito di ingresso, il che implica uno o più condensatori di accordo sull'alta frequenza, mossi in « tandem ». Ciò specialmente quando vogliasi tener piccola la frequenza intermedia per aumentare la selettività del cambiamento di frequenza, e vogliasi poter lavorare in vicinanza di potenti stazioni emittenti.

3 - Il comando unico di una supereterodina implica dunque la possibilità di ottenere che, nella rotazione contemporanea di due identici condensatori variabili di regolazione, si sintonizzino rispettivamente il circuito ad A. F. d'ingresso e il primo oscillatore su due frequenze diverse, di cui la differenza sia, in ogni posizione dei condensatori, uguale alla frequenza intermedia sulla quale è accordato l'amplificatore intermedio.

Sulla soluzione di questo problema non molto è stato scritto: citeremo un pregevole riassunto apparso sul numero di gennaio - febbraio 1930 del " Bollettino Radiotelegrafico del R. E.„ per opera del capitano F. Galotti ed uno analogo di A. L. M. Sowerby, riportato sul « The Wireless Engineers and Experimental Wireless » del febbraio 1932.

---

(1) L. Sacco. - I disturbi alle radioaudizioni. - Dati e Memorie sulle radiocomunicazioni, 1929, pag. 104. - Vedi anche nota in fondo alla presente memoria.

W. I. Cocking. - Selectivity of the Superheterodyne. - *Wireless World* 13 maggio 1931, pag. 498.

Il metodo più comodo, che viene generalmente suggerito, consiste (fig 1) nel mettere sul condensatore variabile del circuito del primo oscillatore due condensatori fissi, l'uno in serie a detto condensatore e l'altro in parallelo a quello variabile o all'insieme dei due; il circuito ad A. F. di entrata viene lasciato col solo condensatore variabile, identico a quello del 1° oscillatore.

Questo metodo si basa sulla considerazione che un condensatore in serie riduce la capacità e aumenta la frequenza maggiormente in corrispondenza della massima capacità variabile, mentre che un condensatore messo in parallelo a quello variabile diminuisce la frequenza maggiormente in corrispondenza della minima capacità variabile: la combinazione dei due può così dare una differenza di frequenza quasi uniforme su tutto il campo di variazione del condensatore variabile.

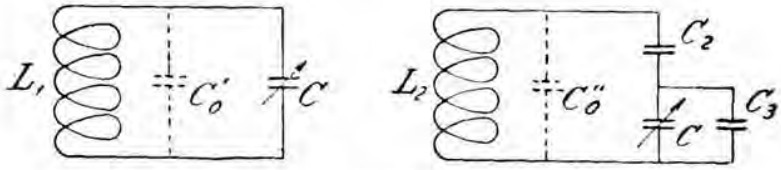


FIGURA 1.

Nella fig. 2, la curva 1 rappresenta la frequenza in funzione del solo condensatore variabile di cui la capacità è in ascissa. La curva 2 dà la frequenza con un solo condensatore in parallelo, e la 4 quella con due adatti condensatori, uno in serie ed uno in parallelo come in fig. 1.

Esempi del calcolo di questi condensatori fissi sono dati sia dal Galotti che dal Sowerby e da essi risulta che il condensatore in serie deve essere di capacità piuttosto forte, mentre quello in parallelo deve avere una capacità piuttosto piccola. In vari casi pratici di applicazione, si può notare che queste capacità possono facilmente risultare, rispettivamente, estremamente grandi ed estremamente piccole, tali cioè da essere difficilmente realizzabili in pratica. Nessuno però, che io sappia, ha finora discusso la possibilità delle soluzioni di cui sopra e il grado relativo di esattezza. È quello che ci proponiamo di fare in questa memoria.

4 - Va rilevato che il metodo dei condensatori fissi in serie e parallelo a quello variabile viene presentato con due varianti, secondo che si desidera che le induttanze dei due circuiti da associare siano uguali tra loro o si ammette che siano tra loro diverse. Precisamente il Galotti ha considerato il caso di due induttanze uguali, mentre che il Sowerby ammette di fare induttanze diverse; la prima variante ammette poi due modi di-

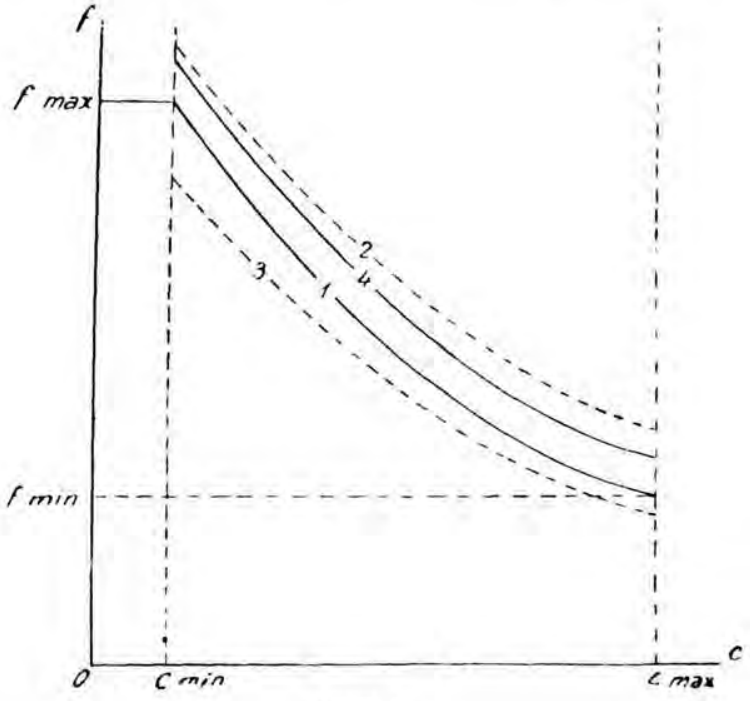


FIGURA 2.

versi di attuazione, secondochè la capacità in parallelo è messa in parallelo al condensatore variabile (fig. 1), oppure a tutto il complesso (fig. 3).

Ora, la prima variante ha indubbiamente il pregio di facilitare la costruzione in serie dei ricevitori, perchè consente l'adozione di bobine tutte identiche tra loro nei vari circuiti, da accoppiare ai condensatori variabili, pure tutti identici tra loro. Però il calcolo dei condensatori in serie e parallelo può dare in

questo caso dei valori negativi, o immaginari, o quanto meno troppo piccoli o troppo grandi; quindi l'impossibilità, o la estrema difficoltà, della soluzione, come vedremo.

Con l'ammettere induttanze diverse nei due circuiti, il calcolo dà sempre risultati possibili, ma anche in questo caso i valori delle capacità possono risultare poco adatti per la loro pratica realizzazione. Così, per limitarci ai due esempi citati, vediamo che il Galotti trova, per il condensatore da applicare in parallelo, una capacità di 25 $\mu\mu$F mentre che il Sowerby trova 45,2 $\mu\mu$F, valori molto prossimi alle capacità residue dei circuiti e talvolta inferiori a queste: in ogni caso molto critici da realizzare. Va poi aggiunto che in entrambe le soluzioni il condensatore C_2 da disporre in serie deve praticamente comporsi di due parti, una un poco minore

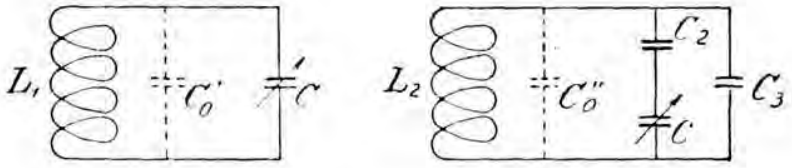


FIGURA 3.

del valore calcolato e una più piccola, in parallelo alla prima, da regolare poi per tentativi. In tutto, quindi, si hanno tre condensatori fissi o regolabili, da disporre sul circuito dell'oscillatore, oltre a quello variabile.

5 - Una soluzione più semplice delle precedenti e che può essere in molti casi sufficiente, si può ottenere basandosi sulla osservazione che, ammessa la possibilità di impiegare induttanze diverse nei due circuiti, il problema si può risolvere con un solo condensatore fisso, da introdurre (fig. 4) in uno dei due circuiti, in parallelo con quello variabile, col vantaggio di eliminare il condensatore fisso in serie ed il relativo condensatore regolabile di aggiustamento e successiva messa a punto; inoltre la capacità di questo unico condensatore risulta sempre praticamente di

molto facile realizzazione, essendo di solito dell'ordine del centinaio di $\mu\mu F$.

La soluzione sopra accennata si basa sulle considerazioni che seguono.

6 - L'equazione di un circuito oscillante si può scrivere:

$$\lambda^2 = 3{,}55\, L\,(C + C_o)$$

in cui:

λ è in metri; C in $\mu\mu F$; L in μH

Se si assume la λ^2 come funzione della C, questa equazione rappresenta una retta AB (fig. 5), la cui inclinazione sull'asse delle C dipende dalla L, e nella quale la C'_o, capacità residua del circuito (non del condensatore), è rappresentata dal segmento negativo intercettato dalla retta λ^2 sull'asse delle C.

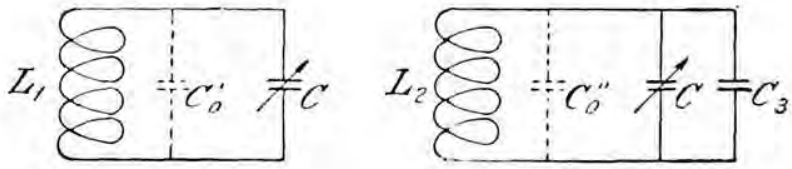


FIGURA 4.

Supposta tracciata la retta di cui trattasi, relativa al circuito accordato sull'onda da ricevere (che chiameremo circuito A. F.), si possono costruire, per punti, le due curve che rappresentano, in corrispondenza dei singoli valori della C, le onde dei due circuiti ideali come oscillatori, tali cioè che la differenza tra la frequenza di uno di questi due e quella dell'A. F. sia costantemente uguale alla frequenza dell'amplificatore intermedio. Per tracciare le curve di cui trattasi, osserviamo che, se λ è l'onda del circuito A. F., le onde λ_1 e λ_2 dell'oscillatore che soddisfano alla condizione richiesta sono date dalla relazione:

$$\frac{3 \cdot 10^5}{\lambda} - \frac{3 \cdot 10^5}{\lambda_{1,2}} = \pm f_o = \pm \frac{3 \cdot 10^5}{\lambda_o} \qquad [1]$$

in cui λ_o è l'onda su cui è accordato l'amplificatore intermedio corrispondente alla frequenza intermedia f_o. Le λ saranno in metri e le f in chilocicli/secondo.

Dalla [1] si deduce:

$$\lambda^2_{1,2} = \frac{\lambda_o^2 \lambda^2}{(\lambda_o \pm \lambda)^2}$$

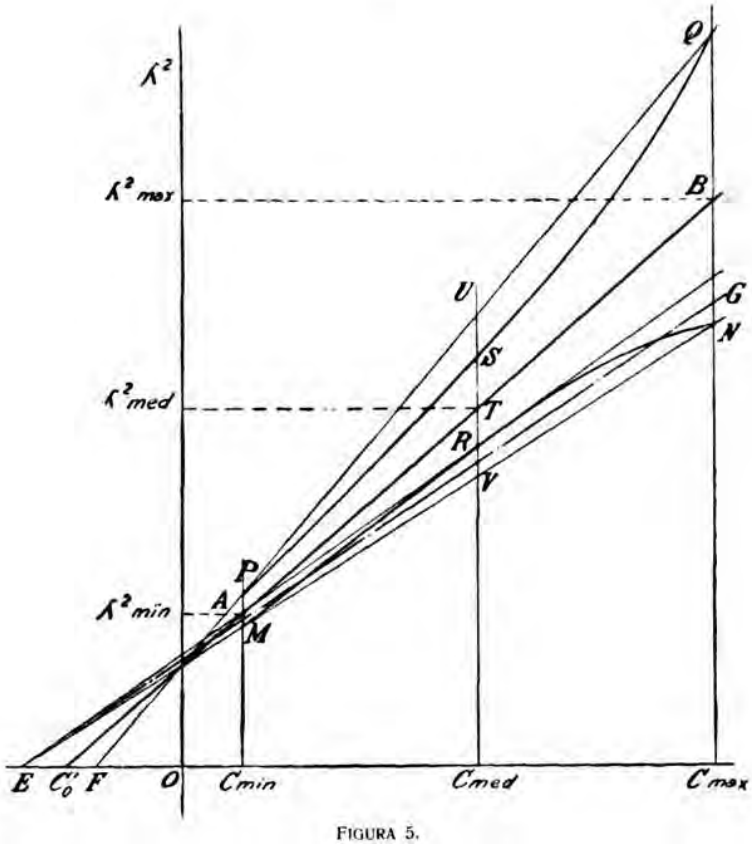


FIGURA 5.

Le curve in questione MRN e PSQ (fig. 5) si ottengono così, rilevando, in corrispondenza di ciascun valore di C, la λ^2 del circuito A. F. e portando poi sulla stessa ordinata λ^2 i valori delle $\lambda^2_{1,2}$. Se con f si indica la frequenza del circuito A. F., delle due curve che si ottengono, quella superiore corrisponde al

circuito avente la frequenza $f - f_o$ e quella inferiore rappresenta il circuito avente frequenza $f + f_o$.

7 - Il semplice esame delle curve di cui trattasi mostra che esse differiscono relativamente poco da una retta, salvo il caso in cui le frequenze da ricevere siano molto prossime alla frequenza intermedia f_o. Anche in tale caso, però, è facile vedere che gli scarti di frequenza tra i vari punti della curva e quelli di una retta scelta convenientemente, come la EG della fig. 5, non sono gravi.

E poichè nel grafico di cui trattasi una retta inclinata rappresenta un circuito avente una determinata induttanza (dipendente dalla pendenza della retta), ed una certa capacità residua (indicata dal segmento negativo intercettato sull'asse delle C), è chiaro che, realizzando un circuito che abbia quelle caratteristiche e che comprenda una capacità variabile identica a quella del circuito A. F., esso darà nei due circuiti, per uguali posizioni dei condensatori variabili, frequenze la cui differenza è press'a poco uguale alla f_o.

8 - Le curve di cui trattasi hanno un andamento pseudo-parabolico come risulta dalla relazione:

$$\lambda^2_{1,2} - \lambda^2 = \frac{\lambda^2 \cdot \lambda_o^2}{(\lambda_o \pm \lambda)^2} - \lambda^2 = \pm \frac{\lambda^3 (2\lambda_o \pm \lambda)}{(\lambda_o \pm \lambda)^2}$$

la quale, per $\lambda_o \gg \lambda$, diventa:

$$\lambda^2_{1,2} - \lambda^2 = \pm 2 \frac{\lambda^3}{\lambda_o} = \pm 2 \frac{(\lambda^2)^{\frac{3}{2}}}{\lambda_o} .$$

Le due curve che ci interessano hanno un andamento l'una concavo e l'altra convesso verso la retta che rappresenta la λ^2 dell'A. F. e la differenza tra le ordinate rispettive cresce col cubo dell'onda. Esse cioè si staccano sempre di più dalla retta λ^2 dell'A. F., a misura che aumenta l'onda, cioè la C.

Ne segue che, volendo tracciare una retta che si avvicini più che sia possibile ad una delle curve che ci interessano, essa deve intersecare la curva in due punti, in modo da coincidere con

essa in quei due punti e lasciare nei rimanenti punti degli scarti alternativamente positivi e negativi. Da questi scarti si deducono i corrispondenti scarti tra le frequenze del circuito ideale rappresentato dalla curva e quelle del circuito ideale rappresentato dalla retta. Si tratta, ora, di valutare gli scarti in argomento e di dedurre un criterio per tracciare la retta che rappresenta il circuito più conveniente.

9 - A tale scopo si può osservare che gli scarti in questione hanno una importanza diversa secondochè si considerano in corrispondenza dei piccoli o dei grandi valori della C variabile. Cominciamo infatti a constatare che, ammesso che i condensatori variabili dei due circuiti siano calettati sullo stesso asse, l'operatore, se dovrà ricevere in radiotelefonia, si arresterà nella posizione su cui sente con la massima forza, il che avverrà normalmente quando egli avrà sintonizzato nel modo migliore i circuiti A. F. che sono i più selettivi.

In tale caso, il circuito dell'oscillatore potrà riuscire meno bene accordato, se la frequenza corrispondente alla posizione presceltadifferisce notevolmente da quella teorica, perchè allora la frequenza risultante dai battimenti tra l'oscillatore e l'onda in arrivo sarà diversa dalla f_o sulla quale è sintonizzato l'amplificatore intermedio, e il ricevitore sarà complessivamente meno efficiente di quanto potrebbe esserlo con i comandi separati dall'A. F. e dell'oscillatore.

Nel caso in cui si debba ricevere in telegrafia, sarà invece l'oscillatore che guiderà l'operatore, in quanto quest'ultimo si fermerà nella posizione, in cui sentirà i segnali telegrafici con la tonalità più efficiente, che si aggira normalmente intorno a 1000 p/s. Se f_o è la frequenza del 2° oscillatore, egli porterà il 1° oscillatore fino alla frequenza f_1, tale che si abbia $f_1 - f = f_o \pm 1$, oppure $f - f_1 = f_o \pm 1$. La prima relazione vale qualora il circuito scelto realizzi una frequenza f_1 che supera quella dell'A. F. (curva inferiore); la seconda vale quando il circuito è quello che realizza una frequenza minore di quella dell'A. F. (curva superiore). In entrambi questi casi potrà riuscire più o meno bene sintonizzata la A. F., mentre sarà sintonizzato bene l'oscillatore.

In ogni caso, poi, chi maneggia l'apparato sintonizzerà bene l'uno dei circuiti; l'altro circuito ne risulterà più o meno disaccordato e complessivamente il ricevitore sarà più o meno efficiente.

L'effetto del disaccordo dipende dalla selettività del relativo circuito; però, come è noto, non è il disaccordo assoluto che determina la diminuzione di efficienza, ma la percentuale di disaccordo, cioè il rapporto tra il disaccordo assoluto e la frequenza di accordo, perchè da esso dipende la diminuzione di risposta secondo la curva di risonanza del circuito stesso. Ora, in corrispondenza delle piccole capacità del condensatore variabile, le frequenze sono più elevate, mentre sono più basse per le capacità elevate; ne segue che uno stesso scarto assoluto è più dannoso in corrispondenza delle capacità massime che non delle minime.

10 - Per facilitare la tracciatura della retta corrispondente al circuito più adatto sarà bene ora vedere in che relazione siano gli scarti di frequenza tra il circuito reale (retta) e quello ideale (curva) con gli scarti delle ordinate relative nel diagramma delle λ^2, C. All'uopo si osserva che la differenza delle ordinate corrispondenti ad una stessa ascissa C (capacità) è:

$$\Delta\lambda^2 = \lambda_2^2 - \lambda_1^2 = \left(\frac{3\cdot 10^5}{f_2}\right)^2 - \left(\frac{3\cdot 10^5}{f_1}\right)^2 = 9\cdot 10^{10}\left(\frac{f_1^2 - f_2^2}{f_2^2 \cdot f_1^2}\right) =$$

$$= \frac{(f_1 - f_2)\,(f_1 + f_2)\,9\cdot 10^{10}}{f_2^2 \cdot f_1^2} \,.$$

Se ora consideriamo che nel nostro caso le frequenze in questione sono pochissimo diverse tra loro, si può ritenere $f_1 \simeq f_2 \simeq f$ e scrivere quindi:

$$\Delta\lambda^2 = -\frac{2\,\Delta f}{f^3}\cdot 9\cdot 10^{10}, \text{ da cui: } \frac{\Delta\lambda^2}{\lambda^2} = -\frac{2\,\Delta f}{f}\,. \quad (1)$$

---

(1) Ciò si può dedurre anche dalla relazione $\lambda^2 = \frac{\text{cost}}{f^2}$, da cui:

$$\frac{d\,\lambda^2}{\lambda^2} = -\frac{2\,d\,f}{f}\,.$$

Ne segue che, volendo ammettere uno scarto percentuale costante tra le frequenze del circuito ideale e del circuito reale, basta ammettere uno scarto percentuale costante tra le ordinate delle relative curve λ^2. Nel tracciare la retta che sostituisce la curva si dovrà cioè fare in modo che gli scarti tra le ordinate in questione siano proporzionati alle ordinate stesse.

11 - Una soluzione semplice e sufficientemente esatta di questo problema si può ottenere come segue: si tracci la retta $M N$ (fig. 5) che unisce gli estremi della curva, corrispondenti ai valori massimo e minimo della capacità del condensatore variabile.

Dal punto E in cui essa incontra l'asse delle C, si tracci una seconda retta che passi per il punto centrale R della curva, corrispondente alla capacità media del condensatore variabile. Tra le due rette di cui trattasi, si può ritenere compresa tutta la curva che interessa, perchè la seconda non differisce sensibilmente dalla tangente alla curva stessa tirata dal punto C.

Perciò, se da questo stesso punto E di incontro con l'asse C si traccia la retta $E G$ bisettrice dell'angolo compreso tra le due rette, questa $E G$ risolverà sufficientemente bene il problema, inquantochè gli scarti « massimi » tra le ordinate della detta bisettrice e quelle della curva sono proporzionali alle relative ordinate.

Analoga costruzione potrebbesi fare con la seconda curva $P S Q$ partendo dal punto F di incontro con l'asse C.

Tracciata la retta di cui trattasi, il punto di incontro con l'asse C determina senz'altro la capacità residua del circuito $C_o'' = O E$ da adottare per l'oscillatore, e la induttanza di questo circuito risulterà dalla:

$$L_2 = \frac{\lambda^2}{3{,}55\ (C + C_o'')}$$

in cui λ^2 è rilevata sulla retta $E G$ in corrispondenza di un punto C, scelto a piacere sull'asse delle C.

12 - Anzichè graficamente si può risolvere il problema analiticamente come segue.

Le ordinate della curva corrispondenti alle capacità minima e massima del condensatore variabile sono date rispettivamente da:

$$\lambda^2_{1,2\,max} = \frac{\lambda^2_{max}\,\lambda_o^2}{(\lambda_o \pm \lambda_{max})^2} = 3{,}55\,L_2'\,(C_{max} + C_o'')$$

$$\lambda^2_{1,2\,min} = \frac{(\lambda^2_{min}\,\lambda_o^2)}{(\lambda_o^2 \pm \lambda_{min})^2} = 3{,}55\,L_2'\,(C_{min} + C_o'')$$

in cui L_2' e C_o'' sono rispettivamente la induttanza e la capacità residua del circuito rappresentato dalla retta EMN che passa pei due punti estremi dalla curva.

La soluzione di questo sistema di due equazioni dà immediatamente:

$$C_o'' = \frac{C_{max}\,\lambda^2_{min}\,(\lambda_o \pm \lambda_{max})^2 - C_{min}\,\lambda^2_{max}\,(\lambda_o \pm \lambda_{min})^2}{\lambda^2_{max}\,(\lambda_o \pm \lambda_{min})^2 - \lambda^2_{min}\,(\lambda_o \pm \lambda_{max})^2} =$$

$$= \frac{C_{max}\,(f_{min} \pm f_o)^2 - C_{min}\,(f_{max} \pm f_o)^2}{(f_{max} \pm f_o)^2 - (f_{min} \pm f_o)^2}$$

e

$$L_2' = \frac{\lambda_o^2\,[\lambda^2_{max}\,(\lambda_o \pm \lambda_{min})^2 - \lambda^2_{min}\,(\lambda_o \pm \lambda_{max})^2]}{3{,}55\,(C_{max} - C_{min})\,(\lambda_o \pm \lambda_{max})^2\,(\lambda_o \pm \lambda_{min})^2} =$$

$$= \frac{2{,}534 \cdot 10^{10}\,[(f_{max} \pm f_o)]^2 - (f_{min} \pm f_o)^2]}{(C_{max} - C_{min})\,(f_{max} \pm f_o)^2\,(f_{min} \pm f_o)^2}\,.$$

Per l'altra retta ER, che passa per il punto centrale della curva, corrispondente alla capacità C_{med} intermedia del condensatore variabile, la L_2'' si ricava dalla:

$$3{,}55\,(C_o'' + C_{med})\,L_2'' = \frac{\lambda_o^2\,\lambda^2_{med}}{(\lambda_o \pm \lambda_{med})^2} = \frac{9 \cdot 10^{10}}{(f_{med} \pm f_o)^2}$$

da cui:

$$L_2'' = \frac{2{,}534 \cdot 10^{10}}{(C_o'' + C_{med})\,(f_{med} \pm f_o)^2}\,.$$

In questa relazione, λ_{med} ed f_{med} sono l'onda (in metri) e la frequenza (in chilocicli/secondo) del circuito A. F., corrispondenti alla capacità C_{med} del condensatore variabile (in $\mu\mu F$).

La soluzione trovata consiste nell'assumere per il circuito oscillatore una capacità residua C_o'', dedotta dalle formule precedenti, ed una induttanza media tra le due L_2' e L_2'' ora calcolate, cioè $L_2 = \dfrac{L_2' + L_2''}{2}$.

13 - La soluzione anzidetta permette di valutare il massimo scarto percentuale di frequenza tra il circuito ideale e quello reale rappresentato dalla bisettrice indicata.

Infatti, essendo la curva ideale praticamente compresa tra le rette tracciate (dato che la seconda differisce di ben poco, come si è detto, dalla tangente alla curva tirata dal punto C_o''), lo scarto massimo tra la bisettrice e la curva ideale in un punto qualsiasi corrispondente alla capacità C, risulta uguale alla metà dello scarto tra le due rette in quel punto.

Ora questo si ottiene osservando che:

$$\lambda_1^2 \pm \lambda_2^2 = 3{,}55\, L_2' (C + C_o'') \pm 3{,}55\, L_2'' (C + C_o'') = \\ = 3{,}55\, (C + C_o'')\, (L_2' \pm L_2'')$$

da cui:

$$\frac{\Delta \lambda^2}{\lambda^2} = \frac{\lambda_1^2 - \lambda_2^2}{\frac{1}{2}(\lambda_1^2 + \lambda_2^2)} = 2\,\frac{L_2' - L_2''}{L_2' + L_2''} \ .$$

Lo scarto massimo tra la bisettrice e una delle rette sarà quindi:

$$\delta = \frac{\frac{1}{2}\,\Delta \lambda^2}{\lambda^2} = \frac{L_2' - L_2''}{L_2' + L_2''} \ ;$$

ma abbiamo già visto che $\dfrac{\Delta f}{f} = -\dfrac{1}{2}\,\delta$, e quindi, in valore assoluto, sarà: $\dfrac{\Delta f}{f} = \dfrac{L_2' - L_2''}{2\,(L_2' + L_2'')}$.

Questo è dunque lo scarto massimo percentuale risultante tra le frequenze ideali e quelle reali, quando si adotti come oscillatore il circuito individuato dalla retta bisettrice EG proposta.

14 - Vediamo ora di valutare questo scarto in funzione dei dati del circuito A. F. e della frequenza intermedia f_o.

A questo scopo osserviamo che nel circuito EMN:

$$C_o'' + C_{med} = \frac{1}{2}(C_o'' + C_{max} + C_o'' + C_{min}).$$

Ora:

$$C_o'' + C_{max} = \frac{\lambda^2_{max}\,\lambda_o^2}{3{,}55\,L_2'(\lambda_{max} \pm \lambda_o)^2} = \frac{2{,}534 \cdot 10^{10}}{L_2'(f_{min} \pm f_o)^2}$$

e, analogamente:

$$C_o'' + C_{min} = \frac{2{,}534 \cdot 10^{10}}{L_2'(f_{max} \pm f_o)^2}$$

quindi:

$$C_o'' + C_{med} = \frac{1}{2}\,\frac{2{,}534 \cdot 10^{10}}{L_2'}\left[\frac{1}{(f_{max} \pm f_o)^2} + \frac{1}{(f_{min} \pm f_o)^2}\right]$$

mentre d'altra parte nel circuito ER si ha:

$$C_o'' + C_{med} = \frac{2{,}534 \cdot 10^{10}}{L_2''(f_{med} \pm f_o)^2}.$$

Uguagliando le due espressioni $C_o'' + C_{med}$, si ottiene:

$$\frac{L_2'}{L_2''} = \frac{1}{2}\left[\frac{(f_{med} \pm f_o)^2}{(f_{max} \pm f_o)^2} + \frac{(f_{med} \pm f_o)^2}{(f_{min} \pm f_o^2)}\right] = a.$$

Valutato questo rapporto, si deduce:

$$\frac{L_2' - L_2''}{2(L_2' + L_2'')} = \frac{\Delta f}{f} = \frac{1-a}{2(a+1)}.$$

Quanto più il rapporto a si avvicina alla unità, tanto più piccolo sarà dunque le scarto massimo percentuale di frequenza che ne risulta tra i due circuiti che ci interessano.

Le migliori condizioni si realizzano quando f_{max} e f_{min} differiscono poco tra loro e quando la f_o sia molto piccola in confronto alle f_{max} e f_{min}.

Quando, infatti, la f_o fosse trascurabile ne seguirebbe:

$$a = \frac{1}{2} f^2_{med} \left(\frac{1}{f^2_{max}} + \frac{1}{f^2_{min}} \right),$$

e poichè si ha:

$$\lambda^2_{med} = \frac{1}{2} (\lambda^2_{max} + \lambda^2_{min})$$

risulta:

$$\frac{1}{f^2_{med}} = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{f^2_{max}} + \frac{1}{f^2_{min}} \right)$$

cioè $a \leq 1$, e lo scarto percentuale massimo: $\frac{\Delta f}{f} = \frac{1 - a}{2 (a + 1)}$ sarebbe nullo.

15 - Considerato che nei circuiti normali a piccolo decremento non conviene ammettere un disaccordo percentuale superiore al mezzo per cento, poichè altrimenti la diminuzione di efficienza diventerebbe eccessiva, possiamo calcolare quale sia il minimo rapporto ammissibile per $m = \frac{f_{min}}{f_o}$, quando sia dato il rapporto $\frac{f_{max}}{f_{min}} = n$, affinchè lo scarto percentuale non superi il 0,5 per cento.

Dovendosi ottenere:

$$\alpha \frac{\Delta f}{f} = \frac{1 - a}{2 (1 + a)} = \frac{5}{1000}$$

ne segue: $a = 0{,}98$.

Ora possiamo scrivere:

$$f_{min} = m f_o ; \quad f_{max} = n f_{min} = m n f_o$$

e quindi:

$$f^2_{med} = \frac{2 f^2_{max} f^2_{min}}{f^2_{max} + f^2_{min}} = \frac{2 m^2 n^2}{n^2 + 1} f_o^2.$$

La espressione diventa così:

$$a = \frac{1}{2} \left(\frac{\sqrt{2}\, m n}{\sqrt{n^2 + 1}} \pm 1 \right)^2 \left(\frac{1}{(m n \pm 1)^2} + \frac{1}{(m \pm 1)^2} \right).$$

Nelle applicazioni, il caso che più interessa è quello della curva inferiore, cioè quello in cui l'oscillatore ha una frequenza maggiore dell'A. F., e quindi la f_o compare col segno positivo. Per questo caso, nel grafico annesso (1) (fig. 6) sono riportati i valori di $100 \frac{\Delta f}{f} = \frac{50 (1 - a)}{1 + a}$ per vari valori di m e di n. Dal grafico emerge che, per ottenere uno scarto inferiore al mezzo per mille con gamme relativamente ampie, cioè $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ dell'ordine di 2,5, occorre tenere bassa la f_o: dell'ordine di $\frac{f_{min}}{12}$, il che non può in genere presentare difficoltà gravi ed è inoltre favorevole alla selettività caratteristica del cambiamento di frequenza. Una f_o troppo piccola favorisce, però, i disturbi delle stazioni potenti o vicine, come risulta dalla nota in fondo; perciò quando la gamma è molto ampia diventa necessario scegliere tra il tollerare un disaccordo maggiore del mezzo per cento, e l'ammettere la possibilità dei disturbi di cui sopra.

16 - Risulta dallo studio precedente che il sistema proposto può consentire una notevole uniformità nella differenza di frequenza tra i due circuiti fondamentali.

---

(1) Calcolato dal capotecnico Bartolozzi sig. Mario dell'Officina Militare di R. T. ed E. T.

Il metodo ha il vantaggio di essere di facile calcolazione, di semplificare la messa a punto e di permettere la valutazione, a priori, del massimo errore che si commette. Esso è stato applicato con successo dalla Officina militare di R. T. ed E. T. in apparati militari.

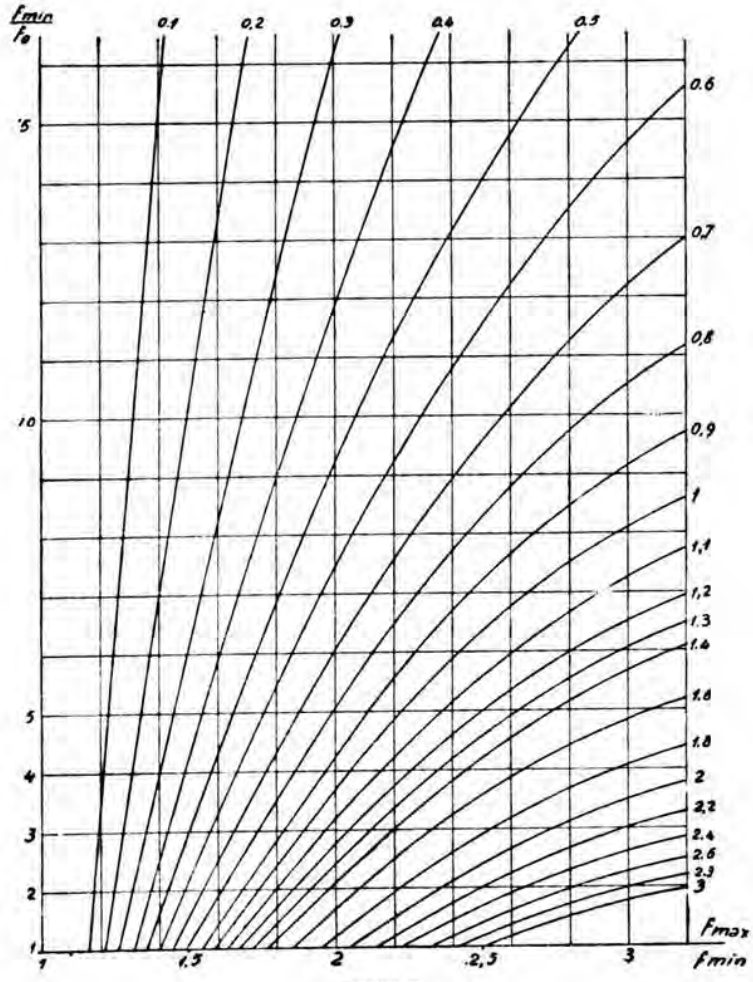


FIGURA 6.

Passiamo ora in rassegna gli altri metodi per esaminare in modo analogo il loro campo di applicabilità.

(Continua)

LUIGI SACCO
COLONNELLO DEL GENIO

Cenni sulle funzioni iperboliche e sugli angoli complessi

SOMMARIO. — *Premesso un breve cenno sulle coniche, con speciale riguardo all'iperbole, si dà una esposizione riassuntiva della teoria delle funzioni iperboliche e degli angoli complessi, dei quali l'uso è ormai frequente.*

Le funzioni iperboliche e gli angoli complessi sono d'uso corrente nello studio delle correnti alternate e quindi della radioelettricità.

Ma non sempre su di essi si hanno concetti chiari, per cui si crede non inutile riassumere qui di seguito alcune principali nozioni, cosi da offrire una sufficiente, anche se non completa, trattazione della materia a chi non abbia tempo di studiare quanto sull'argomento hanno scritto il Kennelly (1), il Fleming (2), il MacMahon (3) ed altri.

L'iperbole, l'ellisse e la parabola costituiscono una famiglia di curve, dette "coniche„, in quanto, pure essendo di aspetto nettamente diverso, hanno varie caratteristiche comuni, e in particolare quella del modo della loro generazione che, in linea storica, si presenta per primo e che dà ragione del loro nome.

Si consideri, infatti, un cono circolare retto od obliquo, pensandolo come luogo di rette intere, e non come semirette limitate al vertice; se esso viene segato da un piano π, non passante per il vertice, a seconda che tale piano non è parallelo ad alcuna generatrice, oppure è parallelo ad una generatrice, oppure è parallelo a due generatrici, si hanno, rispettivamente, l'ellisse - e, come caso particolare, la circonferenza -, la parabola, l'iperbole.

---

(1) A. C. Kennelly. — Fonctions hyperboliques (trad. francese). Parigi, 1922, Gauthier-Villars.

(2) J. A. Fleming. — Propagations des courants électriques etc. (trad. francese). Parigi, 1913, Gauthier-Villars.

(3) J. MacMahon. — Hyperbolic functions. Londra, 1906, Chapmann and Hall.

Il piano, qualora, poi, passi anche per il vertice del cono, lo sega secondo due generatrici, le quali, nel caso speciale che il piano sia tangente al cono, coincidono; così, in base ad un concetto di continuità, si è condotti a includere nella famiglia delle coniche anche le coppie di rette - ed eventualmente la retta -, e a chiamarle "coniche degeneri„.

Come cenno storico, si può ricordare che fu il geometra greco Menecmo, del IV° secolo a. C., a introdurre le coniche per risolvere il così detto problema di Delo, cioè della duplicazione del cubo; egli le considera sezioni piane del cono rotondo, e, più precisamente, sezioni con piani perpendicolari a una generatrice;

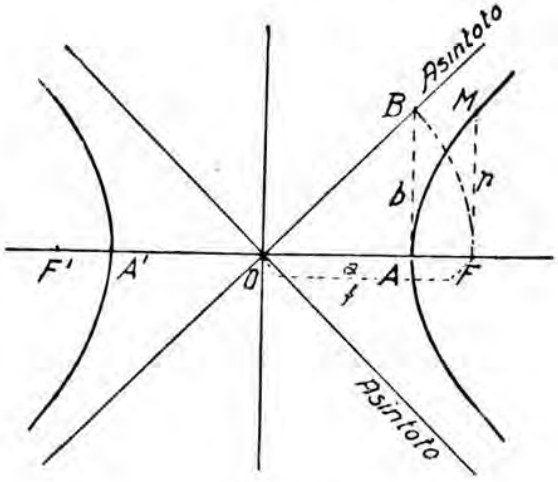


FIGURA 1.

si ha così un'ellisse o una parabola o un'iperbole, a seconda che l'angolo di apertura del cono è acuto, retto od ottuso. Sotto tale aspetto ne trattò anche Euclide; ma la teoria elementare delle coniche trova il suo assetto completo in un'opera in otto libri di Apollonio Pergeo del III° secolo a. C., quasi contemporaneo di Archimede e dopo questo il più originale e il più profondo dei matematici greci.

L'iperbole (fig. 1) ha come l'ellisse due "assi principali„, ortogonali fra di loro, chiamati "asse trasverso„ (è la proiezione dell'asse del cono sul piano π segante) e "asse non trasverso„ o

" secondario „; il loro punto d' incontro dicesi " centro „ ed é la proiezione del vertice del cono. Sull' asse trasverso si hanno ancora i due " vertici „, A e A', che sono i punti d' incontro dell' asse trasverso con il cono, e i due " fuochi „, F e F', posti simmetricamente rispetto al centro O e esterni al segmento $A\ A'$; l' asse trasverso dicesi, quindi, anche " asse focale „.

Da un punto di vista elementare, una definizione semplice dei fuochi é quella di G. P. Dandelin, che li caratterizza come i punti di contatto del piano π con le due sfere, tra le infinite iscritte nel cono, che risultano tangenti a detto piano (fig. 2: punti F e F').

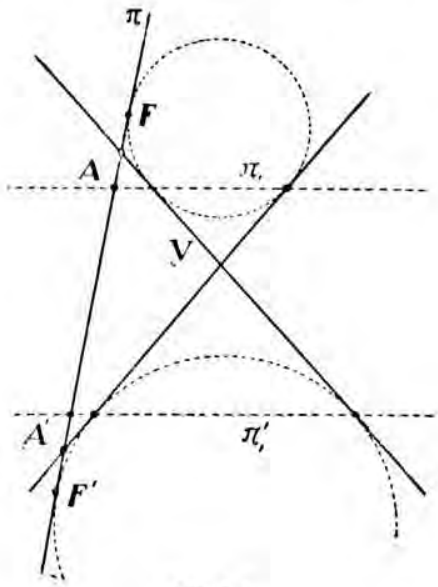


FIGURA 2.

L' iperbole è individuata dalla proprietà di essere il luogo dei punti, a distanze tali dai due fuochi (fig. 1), che la differenza di esse è costante in valore assoluto ed eguale alla distanza $2a$ tra i due vertici.

L' iperbole gode, inoltre, della proprietà, comune anche alle altre due specie di coniche (ad eccezione della circonferenza), di essere pure il luogo dei punti, le cui distanze da un punto (fuoco) e da una retta (corrispondente direttrice) stanno in un rapporto

costante, detto "eccentricità della conica„ e che per l'iperbole è sempre maggiore dell'unità, mentre è rispettivamente minore od eguale per la ellisse e per la parabola.

Per il fuoco F (fig. 2), la direttrice è la retta d'intersezione del piano π col piano π_1, su cui giace la circonferenza di contatto tra il cono e la sfera tangente a π nel fuoco F; come per F' la corrispondente direttrice è l'intersezione di π con l'analogo piano π_1'. Ambedue queste direttrici risultano normali all'asse focale.

L'equazione dell'iperbole riferita a due assi cartesiani ortogonali (v. ancora fig. 1), prendendo come asse delle x l'asse focale, e quindi per le ordinate l'asse secondario, è la seguente:

$$\frac{x^2}{a^2} - \frac{y^2}{b^2} = 1 , \qquad [1]$$

dove $a = OA$; $b = AB$. Ponendo, inoltre, $OF = OF' = f$, si ha:

$$f^2 = a^2 + b^2 . \qquad [2]$$

Si vede, quindi, che la posizione dei fuochi può essere graficamente individuata da una lunghezza $OF = OB$, essendo B il punto in cui la tangente all'iperbole in A seca l'asintoto.

Il segmento $FM = p$, che è la metà della corda passante per il fuoco e perpendicolare all'asse focale, chiamasi "parametro„; la sua lunghezza vale:

$$p = \frac{b}{a} . \qquad [3]$$

Dicesi, poi, "equilatera„ l'iperbole in cui gli asintoti sono ortogonali; in essa si ha: $a = b$, e conseguentemente: $p = 1$.

Tutte le funzioni iperboliche si riferiscono all'iperbole equilatera.

* * *

Si consideri (fig. 3) un vettore unitario $\overline{OA}$, e si supponga che ruoti nel senso considerato normalmente positivo, cioè nel senso opposto a quello delle lancette dell'orologio; esso, quando

si è spostato in OP, ha descritto un settore circolare PAO, in cui la misura β dell'angolo circolare AOP è data dal rapporto tra la lunghezza dell'arco AP e la lunghezza costante del vettore $\overline{OA}$:

$$\beta = \frac{AP}{OA} . \qquad [4]$$

Nel caso, poi, delle premesse fatte, per cui $\overline{OA} = 1$, la misura di β è data dall'arco AP, e cioè:

$$\beta = AP. \qquad [4']$$

Se $AP = OA$, si ha $\beta = 1$. In altre parole, l'unità di misura dell'angolo circolare rispetto al raggio è il "radiante".

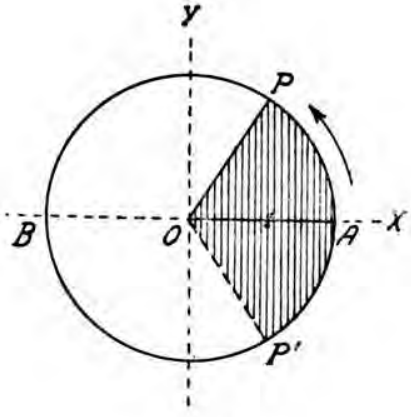


FIGURA 3.

Il valore β così caratterizzato è anche eguale al rapporto tra il doppio dell'area S del settore PAO e il quadrato del vettore $\overline{OA}$.

Infatti, l'area S vale il semiprodotto del quadrato di OA per l'angolo AOP misurato in radianti, cioè:

$$S = \frac{1}{2} OA^2 \cdot \beta .$$

e quindi:

$$\beta = \frac{2S}{OA^2}. \qquad [5]$$

Nel caso, poi, di $\overline{OA}$ vettore unitario:

$$\beta = 2S. \qquad [5']$$

$2S$ è l'area del settore $PAP'O$, ottenuto facendo rotare OP in senso negativo, fino a raggiungere la posizione OP', tale che l'arco AP' sia eguale ad AP.

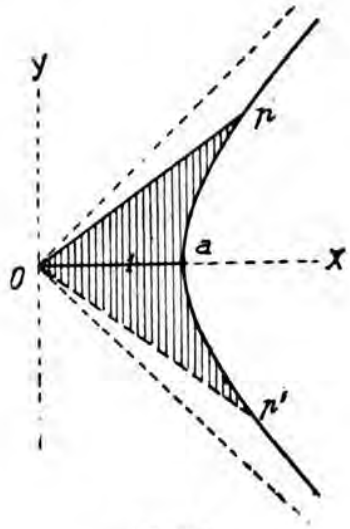


FIGURA 4.

Nella rappresentazione della figura 3, in cui $\overline{OA} = 1$ e l'angolo $AOP = AOP' = 1$, l'area settoriale $PAP'O$ vale un'unità quadrata; in tale caso, l'area del cerchio di raggio $\overline{OA} = 1$ vale π unità quadrate. L'angolo AOP, che vale la unità di misura circolare cioè un radiante circolare, ha una misura in gradi di circa 57° 18'.

Passiamo, ora, a considerare gli angoli iperbolici.

Siano (fig. 4) $\overline{Oa}$ un vettore di lunghezza unitaria e pap' un ramo di iperbole equilatera, avente per assi di simmetria OX e OY.

Il vettore $\overline{Oa}$, se rotando attorno ad O varia la sua lunghezza così da mantenere l'altro estremo sull'iperbole pap', descrive un "settore iperbolico".

Sia paO un settore di superficie s, ottenuto con la rotazione di $\overline{Oa}$ fino ad Op, e sia $p'aO$ un settore di eguale area, ottenuto facendo rotare $\overline{Oa}$ in senso negativo fino a Op', cosicchè l'arco di iperbole ap' abbia eguale lunghezza di ap.

Per analogia, se si pone:

$$\vartheta = \frac{2s}{Oa^2} \qquad [6]$$

si può chiamare "angolo iperbolico" la quantità ϑ, e dire che ϑ è il valore in misura iperbolica dell'angolo aOp.

Nel caso delle premesse fatte di $\overline{Oa} = 1$, la [6] diventa:

$$\vartheta = 2s. \qquad [6']$$

Nella rappresentazione della figura 4, l'area settoriale $pap'O$, ossia $2s$, è eguale a Oa^2 cioè ad un'unità quadrata.

Allora, per la [6']:

$$\vartheta = 1,$$

ossia l'angolo iperbolico aOp vale un'unità di misura iperbolica, cioè un radiante iperbolico, 0,65 circa in radianti circolari e 37° 17' 30'' circa in gradi.

Si può anche caratterizzare ϑ come il rapporto tra la lunghezza dell'arco di iperbole ap e la lunghezza del vettore $\overline{Op}$, variabile con la sua rotazione; ma è più semplice considerarlo come rapporto di aree.

Conviene subito dire che non vi sono relazioni semplici tra le misure di un angolo come angolo circolare e le misure come angolo iperbolico, per le quali bisogna, quindi, tenere presente la dianzi data caratterizzazione come rapporti di aree.

L'esame simultaneo delle figure 3 e 4 permette, inoltre, di osservare che un angolo iperbolico positivo è percorso nella stessa maniera e nello stesso senso di un angolo circolare positivo; questo, però, si ripete geometricamente dopo 2π radianti; quindi,

sebbene un angolo circolare possa teoricamente assumere un valore numerico qualsiasi, fino all'infinito, in pratica si considerano angoli che non superano 2π radianti, ossia 360 gradi.

Per contro, un angolo iperbolico va sempre aumentando fino all'infinito e non si ripete mai.

Analoghe considerazioni possono farsi per gli angoli negativi circolari o iperbolici.

La prima visione dei rapporti tra settori circolari e settori iperbolici sembra sia dovuta a Newton.

* * *

Le figure 5 e 6 rappresentano, rispettivamente, la costruzione di un angolo circolare, di un angolo iperbolico e delle relative funzioni.

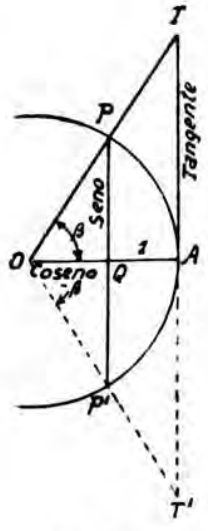


FIGURA 5.

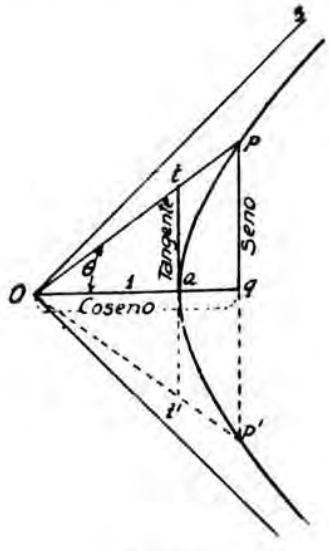


FIGURA 6.

Siano $A\,O\,P$ un angolo circolare β del valore di un radiante circolare e $a\,O\,p$ un angolo iperbolico ϑ del valore di un radiante iperbolico.

Abbassando da P e da p le normali sulla direzione iniziale dei vettori unitarii $\overline{OA}$ ed $\overline{Oa}$, il seno circolare di β e il seno iperbolico di ϑ sono dati dalle seguenti relazioni:

$$\operatorname{sen} \beta = \frac{PQ}{OA} = PQ$$

$$\operatorname{senh} \vartheta = \frac{pq}{Oa} = pq$$

e nel caso delle dimensioni di β e ϑ delle figure 5 e 6:

$$\operatorname{sen} \beta = \operatorname{sen} 1 \backsimeq 0{,}8415$$

$$\operatorname{senh} \vartheta = \operatorname{senh} 1 \backsimeq 1{,}175.$$

Mentre, com'è ben noto, il valore del seno di un angolo circolare positivo β è zero, per $\beta = 0$, ed aumenta fino ad 1, per $\beta = \frac{\pi}{2}$, poi diminuisce, si annulla di nuovo, diventa negativo ecc., il valore del seno iperbolico di un angolo positivo ϑ, che è zero per $\vartheta = 0$, con l'aumentare di ϑ aumenta con continuità fino all'infinito, cioè non è una funzione periodica come il seno circolare.

Analogamente, si hanno per i coseni:

$$\cos \beta = \frac{OQ}{OA} = OQ$$

$$\cosh \vartheta = \frac{Oq}{Oa} = Oq$$

e, nel caso delle figure 5 e 6:

$$\cos \beta = \cos 1 \backsimeq 0{,}5403$$

$$\cosh \vartheta = \cosh 1 \backsimeq 1{,}543.$$

Mentre il valore del coseno di un angolo circolare positivo è 1, per $\beta = 0$, e diminuisce fino a zero, per $\beta = \frac{\pi}{2}$, poi diventa

negativo ecc., il valore del coseno di un angolo iperbolico positivo che è 1, per $\vartheta = 0$, aumenta indefinitamente con l'aumentare di ϑ.

La tangente di un angolo iperbolico è legata al seno e al coseno dalla stessa relazione che nel caso di un angolo circolare, e cioè:

$$\text{tagh}\ \vartheta = \frac{\text{senh}\ \vartheta}{\cosh \vartheta},$$

cosicchè bastano anche per gli angoli iperbolici i valori del seno e del coseno per ottenere quello della tangente.

Però, si può, con una costruzione geometrica analoga a quella per gli angoli circolari, avere la tangente degli angoli iperbolici, e cioè, considerando (fig. 6) sulla tangente all'iperbole nel punto a, che risulta anche normale al vettore $\overline{Oa}$, il punto t d'incontro col vettore $\overline{Op}$.

Si ha, allora:

$$\text{tagh}\ \vartheta = \frac{pq}{Oq} = \frac{ta}{Oa} = ta\,.$$

Nel caso delle dimensioni di β e di ϑ delle figure 5 e 6:

$$\text{tag}\ \beta = \text{tag}\ 1 \backsimeq 1{,}557$$
$$\text{tagh}\ \vartheta = \text{tagh}\ 1 \backsimeq 0{,}7616.$$

Mentre il valore della tangente di un angolo circolare positivo β, che è zero per $\beta = 0$, aumenta fino all'infinito positivo, quando β vale $\frac{\pi}{2}$, poi diminuisce e via dicendo, nel caso dell'arco iperbolico il valore della tangente iperbolica, che è zero per $\vartheta = 0$, aumenta con continuità fino a raggiungere, per $\vartheta = \infty$, l'unità.

Facendo poi rotare i vettori $\overline{OA}$ e $\overline{Oa}$ in senso negativo, si vede subito che, come per le funzioni circolari, anche per le funzioni iperboliche si ha:

$$\text{senh}\ (-\vartheta) = -\ \text{senh}\ \vartheta$$
$$\cosh\ (-\vartheta) = \cosh \vartheta.$$

Per la tangente, sia algebricamente sia geometricamente, si ricava pure:

$$\text{tagh}\,(-\vartheta) = -\,\text{tagh}\,\vartheta\,.$$

Come nella trigonometria circolare, si hanno, infine, queste altre relazioni della trigonometria iperbolica:

$$\text{sech}\,\vartheta = \frac{1}{\cosh\vartheta}\,,$$

$$\text{cosech}\,\vartheta = \frac{1}{\text{senh}\,\vartheta}\,,$$

$$\coth\vartheta = \frac{1}{\text{tagh}\,\vartheta}\,.$$

Riassumendo, il seno, il coseno e la tangente nella trigonometria iperbolica possono assumere i seguenti valori:

$$\text{senh} \begin{cases} \text{da} \quad 0 \quad \text{a} \quad +\infty \\ \text{da} \quad 0 \quad \text{a} \quad -\infty \end{cases}$$

$$\cosh \begin{cases} \text{da} \quad +1 \quad \text{a} \quad +\infty \\ \text{da} \quad -1 \quad \text{a} \quad -\infty \end{cases}$$

$$\text{tagh} \begin{cases} \text{da} \quad 0 \quad \text{a} \quad +1 \\ \text{da} \quad 0 \quad \text{a} \quad -1 \end{cases}$$

La figura 7 dà graficamente in coordinate cartesiane le variazioni delle funzioni circolari e iperboliche in funzione di β e di ϑ, i cui valori sono portati come ascisse, mentre le ordinate dànno i valori delle funzioni trigonometriche.

Però i valori di ϑ sono espressi in radianti iperbolici, mentre quelli degli angoli circolari sono espressi in quadranti.

L'andamento delle varie curve illustra perchè nelle tabelle relative alle funzioni iperboliche non si diano i valori delle tangenti iperboliche per ϑ superiore a 6 radianti iperbolici; infatti, per $\vartheta = 3$ la tangente ha già praticamente raggiunto il suo valore massimo, cioè l'unità.

Si vede pure che, per $\vartheta = 3$, il seno ha un valore prossimo al coseno, come la tangente alla cotangente e la secante alla cosecante.

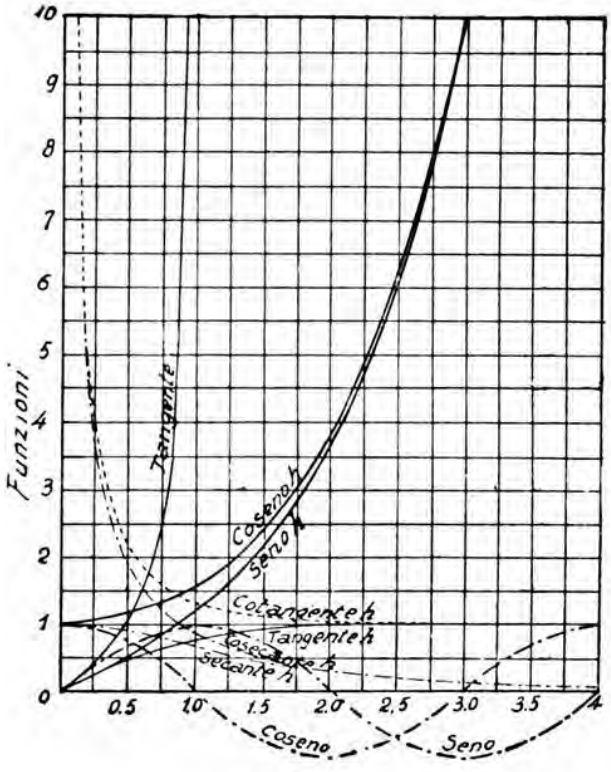


FIGURA 7.

* * *

È evidente che ad ogni relazione tra le funzioni circolari corrisponde una relazione tra le funzioni iperboliche.

Ora, è importante osservare che non occorre studiare un'altra trigonometria oltre a quella circolare, ma che basta un unico gruppo di relazioni per dedurre da quest' ultima tutte le formule

della trigonometria iperbolica. E cioè: tutte le formule della trigonometria iperbolica si ricavano da quelle della trigonometria circolare sostituendo:

$$\begin{aligned} j \operatorname{senh} \vartheta \quad & \text{a} \quad \operatorname{sen} \beta \\ \cosh \vartheta \quad & \text{a} \quad \cos \beta \\ j \operatorname{tagh} \vartheta \quad & \text{a} \quad \operatorname{tag} \beta ; \end{aligned}$$

dove $j = \sqrt{-1}$.

Così, ad es., dalla formula fondamentale della trigonometria circolare:

$$\operatorname{sen}^2 \beta + \cos^2 \beta = 1$$

si ricava:

$$\cosh^2 \vartheta - \operatorname{senh}^2 \vartheta = 1. \qquad [7]$$

E così, pure, ad esempio, dalle seguenti formule:

$$\begin{aligned} \operatorname{sen} (\beta_1 \pm \beta_2) &= \operatorname{sen} \beta_1 \cos \beta_2 \pm \cos \beta_1 \operatorname{sen} \beta_2 \\ \cos (\beta_1 \pm \beta_2) &= \cos \beta_1 \cos \beta_2 \mp \operatorname{sen} \beta_1 \operatorname{sen} \beta_2 \\ \operatorname{tag} (\beta_1 \pm \beta_2) &= \frac{\operatorname{tag} \beta_1 \pm \operatorname{tag} \beta_2}{1 \mp \operatorname{tag} \beta_1 \operatorname{tag} \beta_2} \\ \operatorname{sen} \frac{\beta}{2} &= \pm \sqrt{\frac{1 - \cos \beta}{2}} \end{aligned}$$

si ricavano, rispettivamente, le seguenti eguaglianze della trigonometria iperbolica:

$$\left.\begin{aligned} \operatorname{senh} (\vartheta_1 \pm \vartheta_2) &= \operatorname{senh} \vartheta_1 \cosh \vartheta_2 \pm \cosh \vartheta_1 \operatorname{senh} \vartheta_2 \\ \cosh (\vartheta_1 \pm \vartheta_2) &= \cosh \vartheta_1 \cosh \vartheta_2 \pm \operatorname{senh} \vartheta_1 \operatorname{senh} \vartheta_2 \\ \operatorname{tagh} (\vartheta_1 \pm \vartheta_2) &= \frac{\operatorname{tagh} \vartheta_1 \pm \operatorname{tagh} \vartheta_2}{1 \pm \operatorname{tagh} \vartheta_1 \operatorname{tagh} \vartheta_2} \\ \operatorname{senh} \frac{\vartheta}{2} &= \pm \sqrt{\frac{\cosh \vartheta - 1}{2}} \end{aligned}\right\} \qquad [8]$$

Il vero inventore della trigonometria iperbolica è un italiano, l'insigne matematico Vincenzo Riccati, che ne trattò distesamente in una sua opera, scritta in latino e pubblicata nel 1757 a Bologna. Altro Italiano, che susseguentemente diede largo sviluppo alla teoria della trigonometria iperbolica, è il Ferroni, con un'opera, pure in latino, edita a Firenze nel 1782.

* * *

Si può dimostrare che per l'angolo iperbolico $\vartheta = \frac{2\,s}{O\,a^2}$ (v. ancora fig. 6) si ha pure la seguente espressione:

$$\vartheta = \log\left(\frac{p\,q}{O\,a} + \frac{O\,q}{O\,a}\right) \qquad [9]$$

da cui

$$e^{\vartheta} = \frac{p\,q}{O\,a} + \frac{O\,q}{O\,a}\,.$$

Ma, come già si vide:

$$\frac{p\,q}{O\,a} = \operatorname{senh}\vartheta$$

$$\frac{O\,q}{O\,a} = \cosh\vartheta$$

e quindi:

$$e^{\vartheta} = \cosh\vartheta + \operatorname{senh}\vartheta. \qquad [10]$$

Se ora dividiamo la [7] per la [10], si ricava:

$$e^{-\vartheta} = \cosh\vartheta - \operatorname{senh}\vartheta. \qquad [11]$$

Dalla [10] e dalla [11] si possono, quindi, ottenere due espressioni di senh ϑ e di cosh ϑ, e cioè:

$$\left.\begin{aligned} \operatorname{senh} \vartheta &= \frac{e^{\vartheta} - e^{-\vartheta}}{2} \\ \cosh \vartheta &= \frac{e^{\vartheta} + e^{-\vartheta}}{2} \end{aligned}\right\} \qquad [12]$$

mentre per le funzioni circolari è noto che, per Eulero, si ha:

$$\left.\begin{aligned} \operatorname{sen} \beta &= \frac{e^{j\beta} - e^{-j\beta}}{2j} \\ \cos \beta &= \frac{e^{j\beta} + e^{-j\beta}}{2} \end{aligned}\right\} \qquad [13]$$

Se, poi, scriviamo lo sviluppo secondo la serie di Taylor di e^{ϑ} e di $e^{-\vartheta}$:

$$e^{\vartheta} = 1 + \vartheta + \frac{\vartheta^2}{2!} + \frac{\vartheta^3}{3!} + \cdots\cdots\cdots$$

$$e^{-\vartheta} = 1 - \vartheta + \frac{\vartheta^2}{2!} - \frac{\vartheta^3}{3!} + \cdots\cdots\cdots$$

si ottengono altre due espressioni di senh ϑ e di cosh ϑ:

$$\left.\begin{aligned} \operatorname{senh} \vartheta &= \vartheta + \frac{\vartheta^3}{3!} + \frac{\vartheta^5}{5!} + \frac{\vartheta^7}{7!} + \cdots\cdots\cdots \\ \cosh \vartheta &= 1 + \frac{\vartheta^2}{2!} + \frac{\vartheta^4}{4!} + \frac{\vartheta^6}{6!} + \cdots\cdots\cdots \end{aligned}\right\} \qquad [14]$$

Quindi, dando valori numerici a ϑ, si possono calcolare con l'approssimazione voluta i corrispondenti valori di senh ϑ e cosh ϑ; e già varie tabelle sono di uso corrente, tra cui quelle dell'italiano Angiolo Forti, del Blakesley ed una assai utile di Kennelly.

* * *

Come è noto, nelle linee a corrente continua, uniformi e di lunghezza finita, la distribuzione dei potenziali e delle intensità, in regime permanente, si esprime naturalmente sotto forma di funzioni iperboliche.

Nelle correnti alternate, non soltanto le quantità elettriche diventano complesse, ma pure gli angoli iperbolici.

Un angolo α, quando si passa dalla teoria della corrente continua alla corrispondente teoria della corrente alternata, diventa un angolo complesso $\alpha + j\beta$, ossia un angolo esteso a due dimensioni.

Si è, naturalmente, portati a impiegare i seni, i coseni ecc. di tutti gli angoli iperbolici complessi che possono incontrarsi nella pratica, e ci sono, del resto, formule notissime per il calcolo di tali funzioni trigonometriche; ma questo può riescire così incomodo, che la teoria iperbolica delle linee a corrente alternata finirebbe a non essere più di pratica utilità (1).

Cerchiamo, ora, di vedere alcune caratteristiche degli angoli complessi, i quali hanno trovato applicazioni nell'elettricità fin dalla fine del secolo scorso, per opera specialmente del Kennelly.

Se si esprime il coseno iperbolico di un angolo $j\alpha$ che si chiama "angolo immaginario„ con le [12], si avrà:

$$\cosh j\alpha = \frac{e^{j\alpha} + e^{-j\alpha}}{2}$$

---

(1) I valori numerici delle funzioni: seno, coseno e tangente di tutti gli angoli complessi sono già stati calcolati e pubblicati, fino a 5 cifre decimali, a intervalli di 0,05 per le componenti reali, e di $\frac{2\pi}{180}$ ossia 0,07854, per le componenti immaginarie.

Siccome l'interpolazione a due dimensioni in tali tavole presenta qualche difficoltà, è stato pubblicato un Atlante con 32 grafici, onde permettere l'interpolazione rapida, con una precisione di circa $\frac{1}{300}$, che è quella ordinaria dei regoli calcolatori, e che è sufficiente nei casi ordinari.

Da un confronto con le [13], si vede subito che $\cosh j\alpha$ è identico a $\cos \alpha$, ossia che il coseno circolare di un angolo reale è identico al coseno iperbolico di un angolo immaginario.

Egualmente, servendoci sempre delle [12] e delle [13], ricavato:

$$\operatorname{senh} j\alpha = \frac{e^{j\alpha} - e^{-j\alpha}}{2},$$

si vede che $\operatorname{senh} j\alpha$ è identico a $j \operatorname{sen} \alpha$.

Si possono, così, scrivere le seguenti sei eguaglianze:

$$\left.\begin{array}{ll} \cos \alpha = \cosh j\alpha & \cos j\alpha = \cosh \alpha \\ \operatorname{sen} \alpha = \frac{1}{j} \operatorname{senh} j\alpha & \operatorname{sen} j\alpha = j \operatorname{senh} \alpha \\ \operatorname{tag} \alpha = \frac{1}{j} \operatorname{tagh} j\alpha & \operatorname{tag} j\alpha = j \operatorname{tagh} \alpha \end{array}\right\} \quad [15]$$

e concludere che un angolo circolare reale è lo stesso di un angolo iperbolico immaginario e che un angolo iperbolico reale è lo stesso di un angolo circolare immaginario, salvo l' orientamento.

Se dunque si incontrano espressioni del tipo di $\cosh (\alpha + j\beta)$, con tali eguaglianze si possono eliminare le funzioni iperboliche di angoli immaginari.

Così, ad esempio:

$$\left.\begin{array}{l} \operatorname{senh} (\alpha + j\beta) = \cosh \alpha \cos \beta + j \operatorname{senh} \alpha \operatorname{sen} \beta \\ \cosh (\alpha + j\beta) = \operatorname{senh} \alpha \cos \beta + j \cosh \alpha \operatorname{sen} \beta. \end{array}\right\} \quad [16]$$

Se poi dividiamo $\operatorname{senh} (\alpha + j\beta)$ per $\cosh (\alpha + j\beta)$, otteniamo:

$$\operatorname{tagh} (\alpha + j\beta) = \frac{\operatorname{tagh} \alpha + j \operatorname{tag} \beta}{1 + j \operatorname{tagh} \alpha \operatorname{tag} \beta}. \quad [17]$$

È evidente che tali forme equivalenti delle funzioni iperboliche di angoli immaginari sono vettori o quantità complesse della forma $A + jB$, perchè le quantità:

$$\cosh \alpha \cos \beta \qquad \text{e} \qquad \operatorname{senh} \alpha \operatorname{sen} \beta$$

sono quantità numeriche.

Le quantità $\alpha + j\,\beta$, così utilizzate, possono essere chiamate angoli iperbolici complessi, composti di un angolo reale e di un angolo immaginario.

Se ora si vuole il modulo del vettore senh $(\alpha + j\,\beta)$, avremo:

$$\left| \operatorname{senh} (\alpha + j\,\beta) \right| = \sqrt{\operatorname{senh}^2 \alpha \cos^2 \beta + \cosh^2 \alpha \operatorname{sen}^2 \beta} \,.$$

Ma:

$$\cos^2 \beta = 1 - \operatorname{sen}^2 \beta \,, \qquad \cosh^2 \alpha = 1 + \operatorname{senh}^2 \alpha \,;$$

e quindi:

$$\left| \operatorname{senh} (\alpha + j\,\beta) \right| = \sqrt{\operatorname{senh}^2 \alpha + \operatorname{sen}^2 \beta} \,. \qquad [18]$$

Analogamente, si ottiene:

$$\left| \cosh (\alpha + j\,\beta) \right| = \sqrt{\cosh^2 \alpha - \operatorname{sen}^2 \beta} \,. \qquad [19]$$

Inoltre, l'argomento φ di senh $(\alpha + j\,\beta)$ è un angolo tale che:

$$\operatorname{tag} \varphi = \operatorname{coth} \alpha \operatorname{tag} \beta \qquad [20]$$

mentre per l'argomento ψ di cosh $(\alpha + j\,\beta)$ si ha:

$$\operatorname{tag} \psi = \operatorname{tagh} \alpha \operatorname{tag} \beta \,. \qquad [21]$$

Per conseguenza, se un vettore $\alpha + j\,\beta$ è dato graficamente, noi siamo in grado di rappresentare anche le quantità:

$$\operatorname{senh} (\alpha + j\,\beta); \qquad \cosh (\alpha + j\,\beta); \qquad \operatorname{tagh} (\alpha + j\,\beta);$$
$$\operatorname{sech} (\alpha + j\,\beta) \qquad \text{ecc.}$$

* * *

Occorre frequentemente considerare le variazioni delle funzioni di tal genere per diverse dimensioni di α e di β, cioè quando sia il modulo, sia l'argomento di $\alpha + j\,\beta$ variano.

Se si devono, per es., trovare le funzioni iperboliche di $1 + j\,1{,}5$, avremo, dalla [16], per il senh:

$$\text{senh}\,(1 + j\,1{,}5) = \text{senh}\,1 \cos 1{,}5 + j \cosh 1 \,\text{sen}\,1{,}5.$$

Questi numeri 1,5 e 1 dànno i valori degli angoli misurati rispettivamente in radianti circolari e iperbolici.

Ma l'angolo in gradi, corrispondente a 1,5 in misura circolare, vale:

$$\frac{1{,}5}{2 \times 3{,}1415} \times 360 = 89^\circ\ 7'\ 44''$$

e quindi:

$$\text{sen}\ 1{,}5 = 0{,}99988 \qquad \cos 1{,}5 = 0{,}01535,$$

mentre dalle tabelle delle funzioni iperboliche si ricava:

$$\text{senh}\ 1 = 1{,}17520 \qquad \cosh 1 = 1{,}54380.$$

Per conseguenza:

$$\text{senh}\,(1 + j\,1{,}5) = 0{,}018 + j\,1{,}543,$$

da cui si ottengono il modulo e l'argomento:

$$[\text{senh}\,(1 + j\,1{,}5)] = 1{,}54 \text{ (circa)}$$

$$\text{arctag}\,(\coth 1 \text{ tag } 1{,}5) = \text{arctag}\left(\frac{1{,}54380}{1{,}17520} \cdot \frac{0{,}99988}{0{,}01525}\right) = 89^\circ \text{ (circa)}.$$

Si può allora scrivere l'espressione del seno iperbolico considerato nella maniera seguente:

$$\text{senh}\,(1 + j\,1{,}5) = 1{,}54\,\underline{|\,89^\circ}$$

Nello stesso modo, sempre nel caso che sia $\alpha + j\,\beta = 1 + j\,1{,}5$, si ottengono:

$$\cosh\,(1 + j\,1{,}5) = 1{,}38\,\underline{|\,90^\circ}$$

$$\text{tagh}\,(1 + j\,1{,}5) = 1{,}110\,\angle\,1_o$$

$$\text{coth}\,(1 + j\,1{,}5) = 0{,}090\,\angle\,1^o$$

$$\text{sech}\,(1 + j\,1{,}5) = 0{,}072\,\angle\,90^o$$

$$\text{cosech}\,(1 + j\,1{,}5) = 0{,}066\,\angle\,89^o$$

Se, ad es., si vogliono costruire i vettori corrispondenti alle funzioni iperboliche dell'angolo complesso $0{,}5 + j\,0{,}8$ (per tali

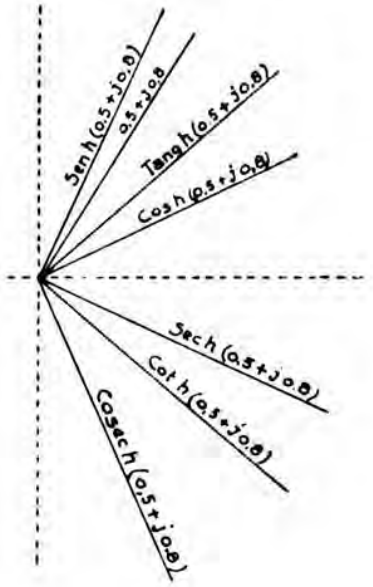


FIGURA 8.

valori, i vettori risultano meglio distinti che non per l'angolo $1 + j\,1{,}5$, per il quale il seno e il coseno iperbolici quasi coincidono), si ottiene il diagramma della figura 8.

Inoltre, si può prendere una funzione:

$$\text{senh}\,(\alpha + j\,\beta)$$

e supporre che si faccia rotare il vettore $\alpha + j\,\beta$ in modo che, conservando lo stesso modulo, assuma argomenti differenti.

Possiamo, allora, esaminare le variazioni che ne derivano nelle funzioni iperboliche (1).

I vettori che rappresentano tali funzioni iperboliche di angoli complessi si ricavano, pure, con una costruzione grafica.

Nel caso di una ellisse di eccentricità e, di semiassi a, b, di semidistanza focale f, si hanno, come è noto, le seguenti relazioni:

$$\frac{b^2}{a^2} = 1 - e^2; \qquad a\,e = f.$$

Sostituendo, quindi, tali valori nell'equazione dell'ellisse, che ha il suo centro nell'origine degli assi coordinati cartesiani della x e della y, e cioè:

$$\frac{x^2}{a^2} + \frac{y^2}{b^2} = 1$$

essa assume la forma:

$$e^2\,x^2 + \frac{e^2\,y^2}{1 - e^2} = f^2.$$

Se supponiamo che la semidistanza focale e sia eguale all'unità, e se prendiamo un angolo iperbolico α, tale che $\cosh \alpha = \frac{1}{e}$, per cui:

$$\operatorname{senh} \alpha = \frac{\sqrt{1 - e^2}}{e},$$

---

(1) I logaritmi ordinari delle funzioni iperboliche, cioè $\log_{10}(\operatorname{senh} \alpha)$; $\log_{10}(\cosh \alpha)$; $\log_{10}(\operatorname{tagh} \alpha)$ sono stati calcolati da C. Gudermann e pubblicati nel 1833, a Berlino in un libro: Theorie der Potenzial Cyklisch hyperbolischen Functionen.

Le tavole, compilate per valori di $\alpha + j\beta$ compresi tra 2 e 12, facilitano il calcolo delle funzioni iperboliche d'angoli complessi, perchè se ne ricavano facilmente i valori di $\operatorname{senh} \alpha$, $\cos \beta$, $\cosh \alpha$, $\operatorname{sen} \beta$ ecc., e quindi di $\operatorname{senh}(\alpha + j\beta)$, $\cosh(\alpha + j\beta)$ ecc., almeno per valori di α e di β compresi tra 2 e 12.

l' equazione dell' ellisse prende la forma:

$$\frac{x^2}{\cosh^2 \alpha} + \frac{y^2}{\operatorname{senh}^2 \alpha} = 1 .$$

Egualmente, per un iperbole di eccentricità e_1, e di semiassi a_1, b_1, noi abbiamo:

$$\frac{b_1^2}{a_1^2} = e_1^2 - 1 ; \qquad a_1 e_1 = f_1 .$$

Se qui pure si considera la semidistanza focale eguale all'unità, e se si prende un angolo circolare β, tale che $\cos \beta = \frac{1}{e_1}$, noi possiamo mettere l' equazione dell' iperbole che ha il suo centro nell' origine, cioè:

$$\frac{x^2}{a_1^2} - \frac{y^2}{b_1^2} = 1$$

sotto la forma:

$$e_1^2 x^2 - \frac{e_1^2 y^2}{e_1^2 - 1} = 1 ,$$

e quindi:

$$\frac{x^2}{\cos^2 \beta} - \frac{y^2}{\operatorname{sen}^2 \beta} = 1 .$$

Ora, se abbiamo un' ellisse e un' iperbole omofocali e con i valori dianzi dati per le eccentricità, esse si incontrano in un punto P (vedi fig. 9) di coordinate x, y, che si ricavano dal sistema di equazioni:

$$\left.\begin{aligned} \frac{x^2}{\cosh^2 \alpha} + \frac{y^2}{\operatorname{senh}^2 \alpha} &= 1 \\ \frac{x^2}{\cos^2 \beta} - \frac{y^2}{\operatorname{sen}^2 \beta} &= 1 \end{aligned}\right\}$$

Infatti, ricordando che $\cos^2 \beta + \text{sen}^2 \beta = 1$ e che $\cosh^2 \alpha + - \text{senh}^2 \alpha = 1$, si ottiene:

$$x = \cosh \alpha \cos \beta \qquad [22]$$

$$y = \text{senh} \, \alpha \, \text{sen} \, \beta \qquad [23]$$

e il raggio vettore $\overline{OP}$, che congiunge il centro comune dell'ellisse e dell'iperbole con il loro punto di incontro P, è espresso da:

$$x + j\,y = \cosh \alpha \cos \beta + j \, \text{senh} \, \alpha \, \text{sen} \, \beta = \cosh (\alpha + j \, \beta). \qquad [24]$$

Possiamo quindi costruire un segmento che rappresenti $\cosh (\alpha + j \, \beta)$, essendo dato $\alpha + j \, \beta$, nel modo seguente.

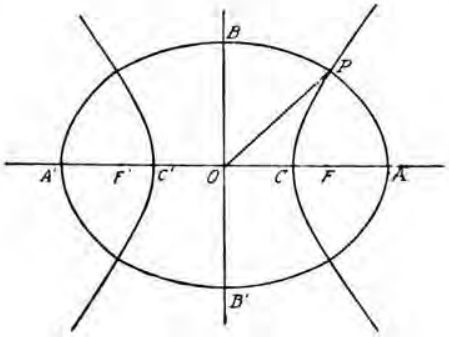


FIGURA 9.

Portiamo a partire da O due lunghezze OF e OF' unitarie, e due lunghezze OA e OC che diano, nella stessa scala di OF, i valori, rispettivamente, di $\cosh \alpha$ e di $\cos \beta$, ricavati dalle tavole.

Descriviamo, poi, un'ellisse di semiasse OA e di semidistanza focale OF (1); tale ellisse incontrerà la normale alla retta AA' innalzata dal centro O in un punto B, tale che $BF = OA$; disegniamo, quindi, un'iperbole omofocale con l'ellisse (2) ed avente per semiasse trasverso $OC = \cos \beta$. Il segmento OP rappresenta,

(1) Come è noto, basta servirsi di un filo lungo $A\,A'$ e i cui estremi siano fissati nei due fuochi F ed F' (costruzione del giardiniere).

(2) Le ellissi e le iperboli omofocali si tagliano ad angolo retto.

nella scala prescelta, cosh $(\alpha + j\,\beta)$, perchè esso vale $x + j\,y$, che dalla [24] risulta eguale a detta funzione iperbolica.

Una costruzione consimile ci permette di ottenere un vettore, che rappresenti senh $(\alpha + j\,\beta)$, quando sia dato $\alpha + j\,\beta$.

Disegniamo, infatti, due assi cartesiani ortogonali aventi per centro il punto O (fig. 10); prendiamo su quello verticale due segmenti unitari OF e OF' e, nella stessa scala, due segmenti OA e OC, eguali, rispettivamente, a cosh α e a sen β. Con fuochi F, F', e con le stesse condizioni che hanno servito per la costruzione della figura 9, disegniamo un'ellisse e un'iperbole omofocali.

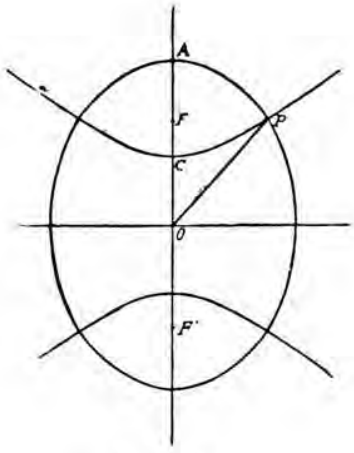


FIGURA 10.

Se P è il punto di incontro dell'ellisse con l'iperbole, OP rappresenta senh $(\alpha + j\,\beta)$. Infatti, chiamando x, y le coordinate di P, e sostituendo nell'equazione dell'ellisse:

$$\frac{x^2}{b^2} + \frac{y^2}{a^2} = 1$$

i valori $\frac{b^2}{a^2} = 1 - e^2$, $a\,e = 1$, avremo:

$$e^2\,y^2 + \frac{e^2\,x^2}{1 - e^2} = 1. \qquad [25]$$

Ma se $a = \frac{1}{e} = \cosh \alpha$, si ha: $\frac{1 - e^2}{e^2} = \operatorname{senh}^2 \alpha$; la [25] prende, quindi, la forma:

$$\frac{x^2}{\operatorname{senh}^2 \alpha} + \frac{y^2}{\cosh^2 \alpha} = 1 . \qquad [26]$$

In egual modo si può dimostrare che l'equazione dell'iperbole omofocale è:

$$\frac{y^2}{a_1^2} - \frac{x^2}{b_1^2} = 1$$

oppure:

$$e_1^2 \, y^2 - \frac{e_1^2 \, x^2}{e_1^2 - 1} = 1$$

e anche:

$$\frac{y^2}{\operatorname{sen}^2 \beta} - \frac{x^2}{\cos^2 \beta} = 1 . \qquad [27]$$

La soluzione del sistema di equazioni formato dalla [26] e dalla [27] ci dà le coordinate del punto P; tale soluzione è:

$$x = \operatorname{senh} \alpha \cos \beta \qquad [28]$$

$$y = \cosh \alpha \operatorname{sen} \beta . \qquad [29]$$

Quindi:

$$OP = x + j\,y = \operatorname{senh} \alpha \cos \beta + j \cosh \alpha \operatorname{sen} \beta = \operatorname{senh} (\alpha + j\,\beta) \qquad [30]$$

e si può dire che OP dà senh $(\alpha + j\,\beta)$ nella stessa scala in cui OA rappresenta cosh α e OC rappresenta sen β.

È evidente, per quanto si è ora detto, che si può disegnare un certo numero di ellissi e di iperboli omofocali di diversa eccentricità, e dare a ciascuna di esse valori numerici di α e di β tali, che cosh α misuri numericamente il semiasse maggiore dell'ellisse e cos β rappresenti il semiasse focale dell'iperbole, mentre la semidistanza focale OF per ogni curva è eguale all'unità.

Per avere il valore di cosh $(\alpha + j\,\beta)$, basta prendere l'ellisse per quella data α e l'iperbole per quella data β, e unire il punto P di intersezione col centro comune O; il segmento OP darà cosh $(\alpha + j\,\beta)$.

Una tale serie di ellissi e di iperboli è stata costruita e pubblicata da Houston e Kennelly, già nel 1905 (1).

Il Kennelly ha poi pubblicato anche delle tavole (2), che dànno i valori delle sei funzioni trigonometriche iperboliche: seno, coseno ecc. per vettori di differenti moduli ed inclinazioni; le tavole sono estese a valori di $\sqrt{\alpha^2 + \beta^2}$ varianti da 0 a 1,5 ed a valori di $\frac{\beta}{\alpha}$ eguali a 1; 2; 3; 4; 10.

Così, ad es., se si cerca il seno iperbolico di un vettore $1 \,|\, 45^\circ$ e cioè di un vettore, il cui modulo è l'unità e che ha pure il rapporto $\frac{\beta}{\alpha}$ eguale all'unità (poichè l'argomento è 45°), si trova che il senh è un vettore: 1,0055 $|\, 54^\circ\ 32'$.

Da altre tavole si ricava che il cosh dello stesso vettore è un vettore: 1,0803 $|\, 27^\circ\ 29'$.

Se, invece, il vettore fosse: $1 \,|\, 63^\circ\ 30'$, e cioè di modulo ancora unitario ma di rapporto $\frac{\beta}{\alpha} = 2$ (perchè: tag $63^\circ\ 30' = 2$), il valore di senh è: 0,9066 $|\, 71^\circ\ 23'$.

Talvolta si ha bisogno di funzioni iperboliche inverse, come ad esempio: arc cosh $(\alpha + j\,\beta)$.

Poichè tale quantità è un vettore, si può scrivere:

$$\text{arc cosh}\,(\alpha + j\,\beta) = x + j\,y$$

---

(1) *Transactions of the Am. Instit. of Electr. Engineers*, t. XII, aprile 1905.

(2) A. E. Kennelly. - The distribuction of pressure and current over alternating current circuits. - *The Harward Engineering Journal*, 1905-1906. Tali tavole sono riportate anche nella traduzione francese del libro del Fleming: Propagation des courants électriques etc., ed. 1913, già citata al principio di queste note.

oppure:

$$\cosh (x + j\,y) = \alpha + j\,\beta,$$

e non è difficile dimostrare che:

$$\left.\begin{aligned} &\operatorname{arc\,cosh} (\alpha + j\,\beta) = \\ &= \operatorname{arc\,cosh} \frac{\sqrt{(1+\alpha)^2 + \beta^2} \pm \sqrt{(1-\alpha)^2 + \beta^2}}{2} + \\ &+ j \operatorname{arc\,cos} \frac{\sqrt{(1+\alpha)^2 + \beta^2} \pm \sqrt{(1-\alpha)^2 + \beta^2}}{2} \end{aligned}\right\} \quad [31]$$

Analogamente per l'arco del senh si ricava:

$$\left.\begin{aligned} &\operatorname{arc\,senh} (\alpha + j\,\beta) = \\ &= \operatorname{arc\,cosh} \frac{\sqrt{(1+\alpha)^2 + \beta^2} \pm \sqrt{(1-\alpha)^2 + \beta^2}}{2} + \\ &+ j \operatorname{arc\,sen} \frac{\sqrt{(1+\alpha)^2 + \beta^2} \pm \sqrt{(1-\alpha)^2 + \beta^2}}{2} \end{aligned}\right\} \quad [32]$$

Le formule [31] e [32] hanno importanti applicazioni.

* * *

Il Kennelly nel suo trattato: Le applicazioni elementari delle funzioni iperboliche ecc., già citato, porta anche un'altra costruzione geometrica (v. fig. 11) del coseno iperbolico di un angolo complesso: $\cosh (\alpha + j\,\beta)$.

Le rette tratteggiate $O\,X$ e $O\,Y$ sono gli assi di una iperbole equilatera $H\,B\,A\,H'$, di cui $O\,S$ è un asintoto.

Essendosi preso il semiasse trasverso OA di lunghezza unitaria, i punti 0,2; 0,4 ecc., segnati sull'iperbole, indicano gli archi corrispondenti agli angoli di 0,2; 0,4 ecc. radianti iperbolici.

Si supponga di volere il valore di cosh $(1 + j\,2)$.

Condotta, allora, una retta da O al punto B sull'iperbole, tale che l'arco AB sia di lunghezza unitaria, ossia l'angolo iperbolico AOB sia di un radiante iperbolico, se si abbassa da B la normale all'asse OX, il segmento bB vale senh 1 e Ob vale cosh 1.

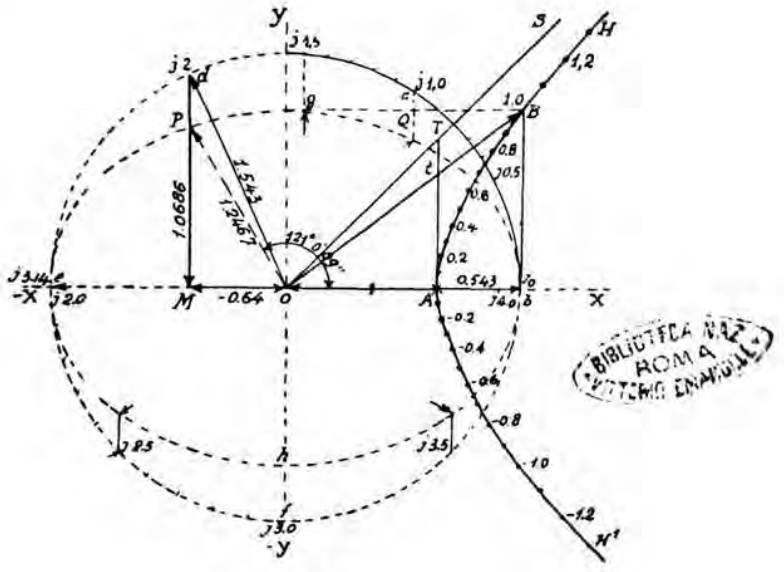


FIGURA 11.

Centro, allora, in O, con raggio Ob si tracci una circonferenza, sulla quale si prenda un arco bd tale, che l'angolo bOd sia di due radianti circolari, cioè di circa 114° 36'.

Da d si abbassi un'altra normale all'asse OX e si prenda su di essa un segmento MP proporzionale a Md, secondo il rapporto $\frac{bB}{Ob}$, che è la tangente iperbolica dell'angolo iperbolico BOb, cioè tagh 1.

Il segmento OP risulterà allora eguale a:

$$OM + jMP = \cosh(1 + j2) =$$
$$= -0{,}64 + j\,1{,}0686 =$$
$$= 1{,}2407 \,|\, 121^\circ\ 0'\ 0{,}9''.$$

Da questa costruzione è facile dedurre che tutti i valori di $\cosh(1 + j\beta)$ sono delimitati dall'ellisse $bQPeh$. Per esempio, $\cosh(1 + j1)$ è dato da OQ, $\cosh(1 + j1{,}5)$ da Og, $\cosh(1 + j3)$ da Oh e via dicendo.

Si può servirsi di una costruzione analoga per trovare $\text{senh}(\alpha + j\beta)$; ed è pure conosciuta un'altra costruzione per trovare $\text{tagh}(\alpha + j\beta)$.

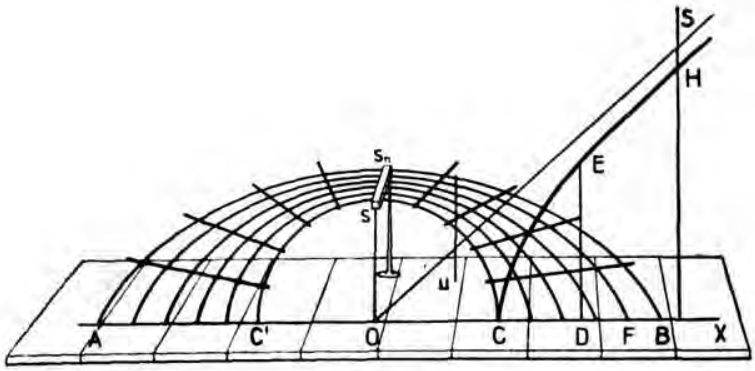


FIGURA 12.

La figura 12 rappresenta, infine, un modello a tre dimensioni per la proiezione dei coseni e dei seni iperbolici degli angoli complessi.

Su un piano orizzontale sono tracciati due assi ortogonali OX, OY; un filo metallico CEH, giacente in un piano verticale, disegna una iperbole equilatera, di cui OC è il semiasse trasverso ed OS un asintoto.

Sia OE il raggio vettore che individua l'arco CE corrispondente all'angolo iperbolico α, componente reale dell'angolo com-

plesso ricercato. Da E si abbassi la perpendicolare ED sull'asse OX. Se $\beta = 0$, si avrà che OD vale:

$$\cosh(\alpha + j\,0) = \cosh\alpha.$$

Il modello, poi, ha varie circonferenze tutte di centro O e giacenti in piani che passano per l'asse OX.

Quella che giace nel piano verticale ha per raggio $OC = 1$; le altre hanno raggi tali che la loro sommità si eleva sul piano XOY della stessa altezza $OC = 1$, ossia, con altre parole, tutti i loro punti di sommo giacciono su una retta orizzontale SS_n.

Si consideri, per es., la circonferenza di raggio OB, e a partire da B la si segua nella direzione positiva, fino a percorrere un arco corrispondente a un angolo circolare eguale a β; si lasci quindi scendere un filo a piombo che toccherà il piano orizzontale XOY in un punto U: il segmento OU misurerà il valore complesso di $\cosh(\alpha + j\beta)$.

Il modello può dare anche i valori di $\operatorname{senh}(\alpha + j\beta)$.

Esso non si presta bene a una valutazione numerica, ma serve a dare una sufficiente concezione geometrica di tali funzioni.

Si deduce facilmente dalla figura 11 che i valori di $\cosh(\alpha + j\beta)$ e di $\operatorname{senh}(\alpha + j\beta)$, se α è costante e β variabile, si ripetono ciclicamente quando β aumenta di 2π radianti. Tale intervallo di 6,28 è molto incomodo per le tavole; conviene quindi esprimere β in quadranti d'arco circolare, considerando che 2π radianti equivalgono a 4 quadranti.

Le tavole di $\operatorname{senh}(\alpha + j\,q)$ e di $\cosh(\alpha + j\,q)$, dove q è il coefficiente dell'immaginario espresso in quadranti, possono, allora, limitarsi ai valori di q compresi tra 0 e 4, perchè per q maggiore si ripetono gli stessi valori.

Per impiegare, quindi, o le tavole o le carte delle funzioni trigonometriche complesse, è ordinariamente necessario di "quadrantare„ il coefficiente dell'immaginario dell'angolo, ossia di dividere β per:

$$\frac{2\pi}{4} = 1{,}5708.$$

Mentre seno e coseno di un angolo iperbolico complesso $\alpha + j\beta$ sono funzioni periodiche di β col periodo 2π radianti,

la tangente è funzione periodica con il periodo π radianti, ossia 2 quadranti.

Ponendo termine a questi richiami sulle funzioni iperboliche e sugli angoli complessi, si può ancora aggiungere che la trigonometria circolare reale appartiene al cerchio e che la trigonometria iperbolica reale appartiene all' iperbole, ma la trigonometria circolare complessa si fonde con la trigonometria iperbolica complessa, perchè un angolo complesso, sia circolare, sia iperbolico, contiene sempre un elemento di cerchio e un elemento di iperbole.

dr. ing. ALBERTO STABARIN
COLONNELLO DEL GENIO

Esperienze sulla sintonizzazione di antenne direttive sulle onde corte [1]

SOMMARIO. — *Presso i laboratori sperimentali delle poste tedesche sono state effettuate esperienze su un sistema bifilare, simile ai fili di Lecher, per studiarne la possibilità d'impiego come antenna. Le esperienze di trasmissione non sono per ora ancora ultimate; le esperienze di ricezione hanno mostrato la possibilità di ricevere, con un sistema di due conduttori paralleli, lunghi 180 metri e distanti 50 centimetri, le emissioni dei maggiori trasmettitori ad onda corta del mondo e quindi di sintonizzare il sistema sulle relative lunghezze d'onda; i radiatori direttivi ordinari, attualmente in uso, si possono invece impiegare soltanto per quella determinata lunghezza d'onda per la quale sono stati costruiti.*

Il problema della ricezione radiotelegrafica a grande distanza ha subìto un cambiamento in seguito allo sviluppo della tecnica degli amplificatori. Un tempo era necessario che le oscillazioni elettriche in arrivo al ricevitore fornissero a questo energia sufficiente per eccitare una cuffia telefonica, cioè all'incirca 0,1 microwatt o 1 erg/secondo. Ora si richiedono energie notevolmente inferiori, poichè gli amplificatori dànno la possibilità di ottenere, dalle deboli correnti dovute all'energia in arrivo, correnti locali della voluta intensità.

Di tale possibilità si è valsa ampiamente la moderna tecnica dei radioricevitori, tanto che attualmente si impiegano, per la ricezione, antenne a quadro ed antenne non sintonizzate, le quali presentano un rendimento di radiazione poco superiore a zero. Inoltre, mentre prima della diffusione degli amplificatori si curava in modo particolare la costruzione dell'antenna ricevente, affinchè essa potesse dare il maggior rendimento, ora tale costruzione non dà alcuna preoccupazione, giacchè la necessaria intensità dei segnali può essere ottenuta con un adatto impiego dei mezzi di amplificazione.

(1) Comunicazione del Reichspostzentralamt, pubblicata nella rivista „*Hochfrequenztechnik und Elektroakustik*„, vol. 39, n. 1, 1932.

Il limite d'impiego degli amplificatori è fissato dai disturbi elettrici di ogni genere, ai quali sono sempre soggetti, sebbene in maggiore o minore misura, i radioricevitori; tali disturbi sono amplificati dall'amplificatore insieme ai segnali in arrivo. Le valvole amplificatrici, per i fenomeni di saturazione che in esse avvengono e per la riduzione di attenuazione che producono, offrono qualche possibilità di vantaggio per i segnali rispetto ai disturbi; tuttavia non si può parlare di una vera eliminazione di questi.

In tali condizioni, la possibilità di portare dal trasmettitore al ricevitore 1 erg ogni secondo ha oggi un'importanza inferiore a quella che aveva in precedenza per il problema della trasmissione a grande distanza; è invece di capitale importanza la possibilità di amplificare i segnali in arrivo, in modo da ricavarne correnti considerevolmente maggiori di quelle medie dovute ai disturbi.

Ciò si può ottenere tanto più facilmente quanto maggiori si tengono, in senso assoluto, le correnti dei segnali. Allo scopo si impiegano con vantaggio ancora i vecchi mezzi a disposizione, quali l'irraggiamento di grandi potenze e l'emissione direttiva, per quanto riguarda la trasmissione, e l'impiego di grandi captatori, per quanto si riferisce alla ricezione.

I disturbi elettrici sono fenomeni, in cui la maggior parte dell'energia in azione si sviluppa in tempi dell'ordine del millisecondo; perciò essi generano, nei sistemi accordati su oscillazioni ad alta frequenza, tensioni tanto minori quanto più elevata è la frequenza fondamentale. L'impiego di onde corte per i collegamenti a grande distanza offre a tale riguardo un effettivo vantaggio, oltre a quelli di un favorevole rendimento d'irradiazione e di una facile dirigibilità.

Per ottenere effetti direttivi nel campo radiotelegrafico, si richiedono, come per qualsiasi altro caso di irradiazione di oscillazioni, serie di radiatori o un unico radiatore di lunghezza multipla del quarto dell'onda da trasmettere. In particolare, per onde di lunghezze tra 15 e 60 metri è possibile ottenere effetti direttivi, tanto per la trasmissione che per la ricezione, impiegando aerei di circa 100 metri di lunghezza. Tale direttività è in parte dovuta alla conformazione stessa dell'aereo, ma per la massima parte è causata dalle sue grandi dimensioni.

Oltre alla proprietà direttiva è però anche desiderabile che l'aereo offra la possibilità di essere sintonizzato. Infatti un'antenna lontana da ogni risonanza presenta per le onde in arrivo, nello stesso modo come per i disturbi, una resistenza di più centinaia di ohm, resistenza che, nel caso di antenna sintonizzata, può invece ridursi, secondo la resistenza ohmica e l'irradiamento della stessa, sino a qualche ohm; in quest'ultimo caso le onde in arrivo subiscono pertanto, già nell'antenna ricevente, una specie di selezione rispetto ai disturbi.

La sintonizzazione di grandi complessi d'antenna su onde corte incontra però evidenti difficoltà. Si è quindi addivenuti, tanto per la trasmissione che per la ricezione, alla scomposizione dei grandi complessi in piccoli elementi che, per le loro dimensioni, risultano singolarmente sintonizzati sull'onda desiderata e che vengono collegati in fase al trasmettitore od al ricevitore.

Sfortunatamente questo tipo di antenna, ora in uso, ha il difetto di essere utilizzabile solo per una determinata onda o per una piccola banda; perciò, per un traffico che richiede onde differenti per le trasmissioni diurne, per quelle notturne e per quelle intermedie, si rende necessario l'impiego di tre differenti radiatori. Questo difetto non si osserva nelle antenne riceventi direzionali aperiodiche, usate specialmente in America, le quali però non permettono di godere dell'effetto di selezione, rispetto ai disturbi, offerto dalle antenne sintonizzate.

Per quanto si è detto, si sente la necessità di antenne per onde corte, le cui dimensioni siano sufficientemente grandi, rispetto all'onda di lavoro, per ottenere effetti direttivi, ma che, d'altra parte, siano sintonizzabili in un grande campo d'onda. La soluzione più semplice è senza dubbio l'impiego di un unico filo eccitato sulle armoniche superiori. L'esperienza mostra tuttavia che, in generale, non è possibile sintonizzare con sufficiente acutezza fili di più di 100 metri su onde da 15 a 60 metri di lunghezza. Ne deriva che un'antenna di tale tipo, pur essendo così grande, non ha un rendimento in ricezione migliore di un qualunque conduttore di collegamento tra il ricevitore e le batterie o la terra. Una grande antenna non sintonizzabile agisce in generale per le onde corte come una reattanza, ed è spesso da considerarsi inferiore ad un'antenna a mezza lunghezza d'onda, piccola e bassa ma sintonizzata.

Dal maggio 1931 sono in corso esperienze, risultanti da studi di laboratorio su fili paralleli di Lecher, le quali hanno per scopo la sintonizzazione su onde corte di lunghi sistemi bifilari, da impiegarsi per la trasmissione e la ricezione. Tali sistemi sono costituiti da fili di bronzo, di mm 1,5 di spessore, sostenuti da pali telegrafici.

In un primo tempo si effettuarono esperienze di ricezione al posto sperimentale del Reichspostzentralamt in Alt-Strelitz. Allo scopo si impiegarono quattro sistemi bifilari di conduttori, lunghi 180 metri. Dalla tenda in cui si eseguivano le misure relative alle esperienze, i sistemi apparivano tra loro perpendicolari e orientati in quattro differenti direzioni. I fili di ogni sistema risultavano a 2 metri di distanza tra di loro ed erano raccolti, in prossimità della tenda, su una tavola di distribuzione per essere collegati, mediante un conduttore, all'apparecchio ricevente, posto nella tenda stessa (fig. 1).

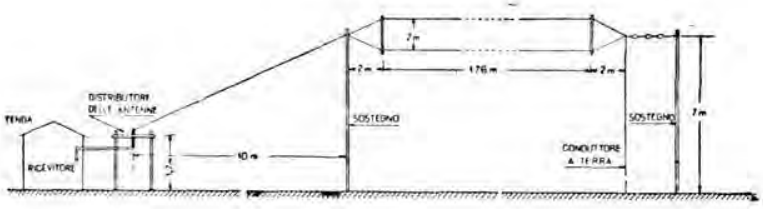


FIGURA 1.

Le estremità esterne dei Lecher potevano a volontà essere isolate, con catene di isolatori ad uovo, oppure collegate a terra. Una delle antenne era orientata nella direzione geografica di Rocky Point (65° 8' dal Nord verso Ovest).

Al principio venne impiegato un apparecchio Telefunken, con due valvole rivelatrici in circuito simmetrico e due valvole amplificatrici in bassa frequenza. Con questo semplice apparecchio fu possibile ascoltare, con acuta sintonia dell'antenna, numerose stazioni ad onde corte; il che dimostra come il sistema conduttore bifilare, malgrado la minima distanza di 2 metri tra i fili, possieda un rilevante potere di irradiazione. In prima approssimazione, per una sezione d'antenna di un quarto d'onda, la metà distanza tra i fili può essere paragonata con l'altezza efficace di un'antenna verticale; in tal caso risulta, prendendo ad esempio la lunghezza d'onda di 20 metri, che

l'antenna Lecher con fili a 2 metri di distanza possiede le stesse possibilità d'irradiazione di un'antenna alta 30 metri, funzionante su onda di 600 metri di lunghezza.

L'accoppiamento tra l'antenna ed il ricevitore venne tenuto molto lasco; bastò, in un primo tempo, disporre la bobina di accoppiamento d'antenna sulla cassetta blindata del ricevitore, mentre le bobine d'accoppiamento interne erano smontate, per eccitare ancora sufficientemente il circuito di griglia del complesso rivelatore.

Sull'antenna si presentarono onde stazionarie, indicate chiaramente da nodi e ventri ben definiti. Questi furono rivelati appoggiando un filo di rame sull'antenna; trovandosi il filo in corrispondenza di un ventre di tensione la ricezione scompariva, mentre tale effetto non si riscontrava quando il filo era posto in corrispondenza di un nodo di tensione. Nella ricezione di stazioni lontane, la ricerca dei nodi e dei ventri incontrò difficoltà per l'oscillazione continua dell'intensità di ricezione (fenomeno di affievolimento); tuttavia, eccitando l'antenna con un vibratore, si poterono osservare fino a 40 nodi e ventri. La loro distanza media risultò, nei limiti delle possibilità di indicazione dell'ondametro eccitatore, corrispondente a quella spettante all'onda sulla quale esso era tarato.

I Lecher furono girati in posizione verticale ed orizzontale senza che si potesse osservare un'influenza della posizione sull'intensità di ricezione; d'altra parte furono effettuate soltanto osservazioni soggettive, ostacolate dal fenomeno di affievolimento.

Riguardo al comportamento, tale antenna Lecher si può paragonare ad una antenna a telaio, allungata ed oscillante sulle armoniche superiori; si potrebbe allora dubitare sulla sua efficacia quando venga posta con la superficie di avvolgimento delle spire nel piano orizzontale e credere che in tal caso essa non permetta la ricezione; ciò non avviene, però, nel caso pratico, giacchè le antenne sperimentate riuscirono sempre a ricevere anche in tale sfavorevole posizione.

Il fatto di isolare o di collegare a terra l'estremità esterna della doppia conduttura non diede luogo ad alcuna influenza osservabile sull'intensità di ricezione; nei due casi risultò diversa la sintonizzazione.

Per questa furono applicati all'estremità interna delle antenne i tre schemi della figura 2. Il primo corrisponde all'usuale schema

per accorciamento d'onda, con disposizione simmetrica; il secondo a quello per allungamento d'onda ed il terzo li comprende entrambi.

I condensatori di sintonia avevano una capacità massima di circa 100 cm; le bobine potevano essere sostituite ed avevano, secondo il campo d'onda, da 5 a 15 spire di 6 cm di diametro, con 1000÷6000 cm d'induttanza. Con tali valori fu possibile ottenere risonanza di corrente e di tensione tra le armoniche superiori del Lecher e i mezzi di sintonizzazione, nel campo delle onde da 12 a 50 metri.

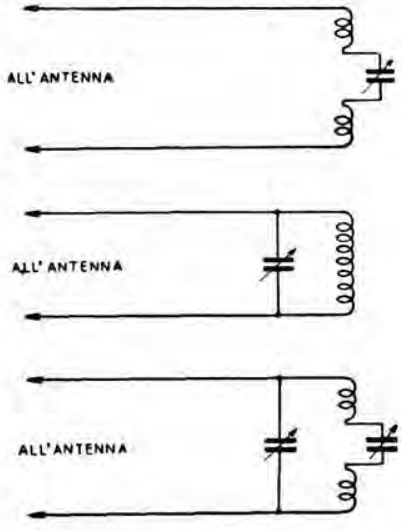


FIGURA 2.

Ogni sintonizzazione dell'antenna risultò valevole per diverse onde; per una determinata disposizione dei mezzi di sintonizzazione, l'antenna si rivelò accordata su un'onda tra la 8ª e la 9ª armonica superiore, su una tra la 9ª e la 10ª, su una tra la 10ª e la 11ª, ecc. In complesso si lavorò nel campo tra la 4ª e la 28ª armonica superiore. Non venne osservato però alcun disturbo reciproco fra queste onde, che vennero completamente selezionate nel circuito d'entrata accordato del ricevitore.

Con i tre schemi indicati ebbero luogo esperienze di laboratorio, nel corso delle quali un conduttore Lecher, di 10 metri di lunghezza, fu eccitato con onde da 3 a 6 metri, senza difficoltà. Queste invece si presentarono con grandi antenne, principalmente per il fatto che le antenne non poterono essere sintonizzate con tutte le onde. Particolarmente con lo schema per allungamento d'onda si notarono intervalli nello spettro, nei quali l'acutezza di sintonia si mostrò insufficiente. Le migliori sintonizzazioni riuscirono principalmente per le onde corrispondenti ad una armonica superiore della doppia conduttura, nel caso di corto circuito della estremità interna, e quindi anche nel caso particolare in cui si verificava risonanza di corrente tra l'antenna ed i mezzi di sintonizzazione impiegati nello schema per accorciamento d'onda.

Le accennate difficoltà poterono essere attribuite alle congiunzioni esistenti tra le estremità interne delle antenne e i sistemi di sintonia. Le estremità interne delle antenne erano portate ad una tavola di distribuzione, collocata in prossimità della tenda d'osservazione; gli organi di sintonia trovavano posto, insieme al ricevitore, nella tenda ed erano collegati con una conduttura di 1 metro alla predetta tavola. La conduttura di collegamento era costituita da due fili che presentavano una capacità notevole ammontante a circa 40 centimetri; essi dovevano quindi disturbare notevolmente le oscillazioni, specialmente quando essi risultavano in ventri di tensione. Tale sfavorevole condizione si verificava nel caso in cui, con antenna ad estremità interne riunite, si doveva lavorare con armoniche superiori dispari. Al contrario le armoniche superiori pari formavano nelle congiunzioni nodi di tensione, cioè punti in cui un condensatore resta inattivo.

Si rese perciò necessaria l'abolizione completa della conduttura tra l'antenna ed il sistema di sintonia. Tale abolizione avrebbe però trovato difficoltà nel caso i fili d'antenna fossero stati mantenuti alla distanza di 2 metri; per cui, essendo stato osservato che anche con una distanza di mezzo metro si poteva ottenere una buona ricezione delle stazioni lontane, si adottò per antenna un doppio conduttore di 180 metri di lunghezza, con fili alla distanza ora accennata, che venne collegato direttamente, senza conduttori intermedi, al complesso di sintonia. Si riuscì così a sintonizzare l'antenna su

tutte le onde di lunghezza compresa nel campo da 50 a 15 metri, senza soluzione di continuità.

La seguente tabella riporta dati riguardanti alcuni dei trasmettitori ad onda corta che poterono essere ricevuti con l'antenna descritta e con il ricevitore Telefunken a due valvole rivelatrici in circuito simmetrico e a due valvole amplificatrici a bassa frequenza; in essa non sono compresi, per esempio, i diversi trasmettitori di Rocky Point.

Lunghezza d'onda in metri	Nominativo	Località
14,5	LSE	Monte Grande Argentina
14,58	PPX	Rio de Janeiro
14,84	PLD	Malabar
15,015	KAX	Manila
15,28	VZG	Nairobi Africa
15,6	CUW	Lissabon
16,39	YVQ	Maracay Venezuela
16,44	FTE	St. Assise
16,52	PPZ	Pernambuco
16,67	DFQ	Nauen
16,91	HSP	Bangkok
17,52	WOO	Ocean Gate Stati Uniti
18,3	XGN	Shanghai
18,6	FXD	Beyrouth Lev. Franc.
19,0	RVB	Teheran
19,2	RKB	Mosca
19,5	TIR	Costa Rica
19,08	JNG	Nagoya Giappone
20,3	RPK	Mosca
21,71	SUZ	Abu Zabal Egitto
22,76	DGG	Nauen
23	CNR	Rabat Africa
23,2	UOX	Vienna
24,69	GBS	Rugby Inghilterra
25	XGR	Wuhu Cina
27,94	PDS	Kootwijk Olanda
28,89	KES	Bolinas California
29,9	UOR	Vienna
31,22	LCC	Oslo
33,82	RKA	Mosca

Per ottenere un accoppiamento sufficientemente lasco tra il circuito di antenna e quello di entrata del ricevitore, venne preparato un cursore a due bobine con un doppio cordone di collegamento;

su una delle bobine agiva per induzione la bobina d'accordo di antenna; l'altra bobina agiva nello stesso modo sul circuito d'entrata del ricevitore. In caso di necessità vennero pure inserite resistenze di qualche centinaio di ohm.

Giacchè si avevano a disposizione per le esperienze diverse antenne di 180 metri, si cercò anche di effettuare una compensazione dell'affievolimento, riunendo l'effetto delle diverse antenne; in proposito non si ottenne alcuna efficace compensazione, perchè le oscillazioni di intensità di ricezione, nelle antenne impiegate, si svolgevano ancora con un andamento relativamente parallelo.

Gli attesi effetti direttivi non si presentarono in tutta l'estensione desiderata. Due delle antenne erano disposte nella direzione geografica di Rocky Point, perchè i trasmettitori di tale stazione lavorano con continuità; essi furono infatti sempre ricevuti. Però anche le antenne poste nella direzione trasversale a quella di New York, poterono effettuare, in generale, la stessa ricezione. Un confronto della intensità di ricezione risultò molto difficile a causa delle oscillazioni della intensità stessa. Tuttavia risultò chiaramente che la ricezione non era nulla per l'antenna trasversale.

Il fenomeno può ammettere due possibili cause: o l'irradiazione laterale di una antenna a doppio conduttore, eccitata sulle armoniche superiori, è dello stesso valore di quella longitudinale; oppure le onde corte che giungono da un trasmettitore lontano sono diffuse in modo più o meno sensibile.

Per definire la questione sono in corso esperienze di trasmissione al posto sperimentale del Reichspostzentralamt in Doeberitz, dove l'irradiazione del Lecher è confrontata con quella di un'antenna verticale non orientata. Si è notato che l'antenna del primo tipo presenta un marcato massimo di irradiazione nella direzione del suo orientamento.

Le ricerche sull'irradiazione laterale ed all'indietro non sono ancora ultimate.

(Pubblicato il 3 agosto 1931).

F. KIEBITZ

(Traduz. del cap. ing. S. GUASTALLI).

Concorso internazionale per lo sviluppo degli impieghi dell' alluminio e delle sue leghe.

Il concorso si propone di ricompensare gli studi riguardanti la realizzazione di apparecchi nuovi o di perfezionamenti suscettibili di sviluppare l'impiego dell'alluminio e delle sue leghe. Esso è bandito dal Bureau International de l'Aluminium, e la sede è fissata presso l' Alliance Alluminium Cie, 22. Aeschengraben, Basilea (Svizzera).

Le memorie presentate dovranno riguardare la costruzione di un oggetto, macchina o parte di macchina in alluminio o sue leghe, oppure un miglioramento dei metodi di lavoro o di impiego (saldatura, isolamento, ecc.).

Le memorie saranno scritte in francese, tedesco od inglese.

Le descrizioni dovranno essere abbastanza complete per consentire un giudizio sicuro. Esse saranno dettagliate circa misure, peso e disegno del pezzo, e daranno istruzioni sufficienti per la esecuzione di prove destinate a controllare i vantaggi dell'invenzione. Sarà inoltre aggiunto uno studio economico che dia previsioni circa il tonnellaggio che l'invenzione può assorbire.

Nel dicembre 1932 saranno distribuiti 20 mila franchi svizzeri di premio. La distribuzione sarà fatta inappellabilmente dalla Giuria, sotto condizione che:

1°) tre memorie almeno saranno ricompensate;

2°) nessuno dei premi sarà inferiore a 2000 franchi svizzeri. Le memorie dovranno essere inviate raccomandate al Bureau Int. de l'Aluminium, 23 bis, rue de Balzac, Parigi (8), in doppio esemplare, firmate e col nome, indirizzo e nazionalità dell'autore. L'invio dovrà essere fatto (il che risulterà dal timbro postale) tra il 1° giugno e il 1° ottobre 1932. Le memorie dovranno essere dattilografate e accompagnate da un riassunto di 300 parole al massimo, illustrante brevemente l'oggetto dell'invenzione, i vantaggi e gli sbocchi che essa può assicurare all' alluminio e sue leghe.

I risultati del concorso saranno annunziati, al più tardi, il 15 dicembre 1932.

Fino al 1° ottobre 1932 gli autori possono ritirare e modificare le loro memorie; dopo questa data, e fino alla proclamazione dei risultati, rimane il diritto di ritirare le memorie ma non di modificarle.

Nessuna invenzione, di cui sia stato depositato il brevetto prima del 1° gennaio 1931, potrà essere trattenuta per l'attribuzione di un premio.

Al fine di proteggere le loro invenzioni, gli autori sono invitati a depositare una domanda di brevetto riguardante l'oggetto della loro memoria. Il Bureau internazionale si impegna in ogni modo a non divulgare le memorie non pubblicate, salvo autorizzazione, e ciò per tutto il tempo, anche se lungo, durante il quale dette memorie resteranno in suo possesso.

Il solo fatto di aver inviato la memoria al Bureau internazionale costituisce offerta di vendita dell'invenzione, con diritto di preferenza da parte dell'Alluminium Cie e delle Ditte associate, al prezzo e alle condizioni che saranno stabilite di comune accordo con l'autore.

Seguono varie altre disposizioni in proposito.

Le memorie non premiate saranno rinviate agli autori mediante plico raccomandato. Tali memorie potranno essere ripresentate dal loro autore ai concorsi che potranno essere aperti in data ulteriore.

Per il solo fatto che un inventore invierà il suo memoriale all'Ufficio internazionale, 23 bis, rue de Balzac, si riterrà che egli ha aderito formalmente a tutti gli articoli del regolamento e ne ha accettato le condizioni.

IV^A MOSTRA NAZIONALE DELLA RADIO

MILANO — 10-20 SETTEMBRE 1932 - X

PALAZZO DELL' ESPOSIZIONE PERMANENTE - VIA P. UMBERTO, 32

INDIRIZZO: A. N. I. M. A. — FORO BONAPARTE, 16 — MILANO

Dal 10 al 20 settembre 1932 avrà luogo in Milano, nel Palazzo della Società delle Belle Arti ed Esposizione Permanente, la « Quarta Mostra Nazionale della Radio », promossa dal Gruppo Costruttori Apparecchi Radio, in seno all' Associazione Nazionale Fascista fra gli Industriali Meccanici e Affini, e dall' Associazione Radiotecnica Italiana.

Tale manifestazione, alla quale prendono parte tutti i costruttori nazionali di accessori e di apparecchi radio, è destinata a presentare alla gran massa di visitatori, commercianti e rivenditori, che numerosi accorrono da tutte le parti d' Italia, i nuovi tipi di apparecchi costruiti.

Durante il periodo della Mostra avrà luogo il Congresso annuale dell' Associazione Radiotecnica Italiana, con interessanti conferenze e con la visita ad importanti stabilimenti radiotecnici.

I visitatori della Mostra godranno di importanti riduzioni ferroviarie da tutte le stazioni del Regno.

RECENSIONI

Moltiplicazione di frequenza con l'impiego di un condensatore con dielettrico a sale di Seignette. (Frequenzvervielfachung durch Anwendug eines Kondensators mit Seignettesalzdielektrikum). V. WOLOGDIN. *Zeit. f. Technische Physik*, v. 13, n. 2, febb. 1932, pp. 82-84, tav. 2.

Moltiplicazione di frequenza ottenuta con l'impiego di circuito a condensatore con dielettrico costituito da sale di Seignette (Tartrato di potassio e sodio); generazione delle oscillazioni in sistemi a caratteristica negativa con il condensatore posto in parallelo a resistenze in serie.

Stabilizzazione diretta a cristallo per onde ultracorte. (Direkte Kristallsteuerung fuer ultrakurze Wellen). H. STRAUBEL. *Physikalische Zeit.*, a. 32, n. 23, 1° dic. 1931, pp. 937-941, fig. 13.

Difficoltà d'impiego degli stabilizzatori a quarzo per le onde ultracorte, dovute alla presenza di oscillazioni secondarie, e vantaggi offerti a tale riguardo dagli oscillatori a tormalina, la quale rende più difficile il verificarsi di tali oscillazioni. Comportamento del cristallo di tormalina come stabilizzatore. Oscillatore a tormalina per onde di 7 metri di lunghezza.

Esperienze di trasmissione con onde di m. 1,30. (Uebertragungsversuche mit der 1,3 m Welle). O. PFETSCHER e R. BECK. *Physikalische Zeit.*, a. 33, n. 6, 15 marzo 1932, pp. 242-244.

Esperimenti di trasmissione telegrafica di onde di m 1,30 per la realizzazione del cosidetto "radiocavo", ossia di trasmissioni tra cime di monti per costituire una rete telegrafica da impiegarsi per necessità di polizia ecc.

Accumulatori per radioricevitori. (Akkumulatoren fuer Rundfunkempfangsgeraete). R. ALBRECHT. *Elektrotechnische Zeit.*, v. 53, n. 1, 7 genn. 1932, pp. 11-13, fig. 5.

Ragioni per le quali gli accumulatori sono ancora apprezzati dai radiodilettanti. Descrizione di alcuni tipi di accumulatori, per alimentazione del filamento delle valvole, i quali presentano particolari requisiti per l'impiego negli apparecchi per radiodiffusione: accumulatori Varta per accensione. Accumulatori per tensione di placca: accumulatori KAW. Apparecchi per la carica di accumulatori.

L' oscillografo piezoelettrico. (Der piezoelektrische Oszillograf). W. V. PHILIPPOFF. *Elektrotechnische Zeit.*, a. 53, n. 17, 28 aprile 1932, pp. 405-408, fig. 8.

Descrizione di un oscillografo statico particolarmente adatto per alta tensione. Con l'applicazione del principio piezoelettrico è stato possibile ottenere una sensibilità di 200 V mm ed abbracciare un campo di frequenza di 7500 hertz.

I quadri per la ricezione in campi magnetici alternati a bassa frequenza. (Les cadres de réception pour champs magnétiques alternatifs à basse fréquence). DUREPAIRE. *Rev. gén. de l' électricité*, v. 31, n. 13, 26 marzo 1932, pp. 403-410.

Determinazione matematica del numero di spire necessario per un quadro destinato alla ricezione di segnali a frequenza acustica (come quelli emessi attraverso cavi per la guida delle navi o dagli impianti per le segnalazioni di orientamento degli aerodromi) per ottenere, ai morsetti di un condensatore di accordo in derivazione al quadro stesso, la massima tensione. Ipotesi ammesse e loro verifica sperimentale.

La partecipazione degli scienziati russi allo sviluppo della televisione elettrica. (La participation des savants russes etc.). B. ROSING. *Rev. gén. de l' électricité*, v. 31, n. 16, 16 aprile 1932, pp. 507-515, fig. 18.

Principi di funzionamento dei più importanti procedimenti di televisione ideati da scienziati russi. Modificazioni successive apportate dall' A. al suo apparecchio analizzatore e sintetizzatore a raggi catodici. Sviluppo della televisione a raggi catodici in Russia sino al 1922. Descrizione di alcuni procedimenti meccanici che meritano di essere segnalati.

Resistenze di terra e loro misura. (Earth resistances and their measurement). F. WEISSWANGE. *Engr. Progress*, v. 13, n. 3, marzo 1932, pp. 65-67, fig. 5.

Il procedimento Nippold per la misura di resistenze di terra richiede due prese di terra ausiliarie e quindi la determinazione di tre resistenze ed ha lo svantaggio di includere nei calcoli la resistenza delle terre ausiliarie. Molto superiore è il procedimento Wiechert, che richiede praticamente una sola presa ausiliaria; anch' esso ha però lo svantaggio di non dare direttamente la misura cercata, la quale risulta dal calcolo basato su due determinazioni, effettuate a mezzo del ponte. L' A. descrive le particolarità e le modalità di impiego di apparecchi della Siemens & Halske, per mezzo dei quali le misure risultano, indipendentemente dalle resistenze delle prese ausiliarie, per lettura diretta su uno strumento indicatore, ciò che elimina anche gli inconvenienti dovuti all' impiego di un telefono nel ponte.

Campo nella immediata vicinanza di un aereo trasmittente. (Field in immediate neighbourhood of transmitting aerial). *Wireless engr. and exp. wireless*, v. 9, n. 102, marzo 1932, pp. 119-122, fig. 3.

Analisi matematica basata su articoli di H. Zickendraht e di Ratcliffe, Vedy e Wilkins, riguardanti rispettivamente misure in vicinanza di trasmettitori per radiodiffusione e l'irradiazione di onde elettromagnetiche da un dipolo hertziano. In entrambi gli articoli viene fatta una discussione teorica della natura del campo nell'immediata vicinanza di un aereo e sono descritti gli esperimenti per la determinazione della approssimazione delle formule teoriche relative.

Mutua interferenza di radio segnali nella rivelazione simultanea. (Mutual interference of wireless signals in simultaneus detection). E. V. APPLETON. *Wireless engr. and exp. wireless*, v. 9, n. 102, marzo 1932, pp. 136-139, fig. 1.

Verifica sperimentale di risultati di ricerche teoriche, alquanto discordanti, effettuate da Beatty e Ruterwoth, sulla demodulazione apparente di un segnale da parte di uno più intenso ricevuto simultaneamente. Nel caso di divergenze riscontrate tra i risultati sperimentali e quelli teorici, trovati dai due predetti autori, si è osservata una maggiore approssimazione alla realtà negli studi del secondo.

Irradiazione di onde elettromagnetiche da un dipolo di Hertz. (Spreading of electromagnetic waves from hertzian dipole). J. A. RATCLIFFE, L. G. VEDY e A. F. WILKINS. *Wireless engr. and exp. wireless*, n. 9, n. 102, marzo 1932, pp. 140-142, fig. 6.

Riassunto di una conferenza. Analisi matematica riguardante le variazioni del campo con la distanza dal dipolo irradiatore. Valore assoluto dell'intensità del campo. Discussione dei risultati.

Soluzione grafica dei problemi relativi ai rivelatori. (Graphical solution of detector problems). G. S. LUCAS. *Wireless engr. and exp. wireless*, v. 9, n. 103, aprile 1932, pp. 202-207, fig. 5.

Procedimento grafico per la soluzione di problemi relativi alla rivelazione per caratteristica di placca e di griglia con triodi, pentodi e valvole schermate. Il procedimento richiede minime conoscenze di matematica. Verifica del procedimento.

Procedimento obiettivo per la taratura delle frequenze di correnti alternate. (Ein objektives Verfahren zur Eichung der Wechselstromfrequenzen). A. WEINBERG e L. SEGEBART. *Elektrische Nachrichten-Technik*, v. 9, n. 1, gennaio 1932, pp. 1-4.

Procedimento seguito dal laboratorio, per misure di frequenza e per la stabilizzazione, dell' Istituto delle ricerche del Commissariato postale e telegrafico di Mosca. Analisi del procedimento ed apparecchi impiegati per le misure.

Procedimento di precisione per la misura di onde corte ed ultracorte. (Praezision-verfahren zur Messung kurzer und ultrakurzer Wellen). W. FEHR. *Elektrische Nachrichten-Technik*, v. 9, n. 2, febbraio 1932, pp. 57-60.

Procedimento per la misura di precisione di onde corte ed ultracorte mediante l' interferenza, con l' onda da misurare, dell' onda fondamentale e delle armoniche di un oscillatore locale e mediante il calcolo, in base alla frequenza risultante, dei fattori necessari per determinare esattamente la frequenza in esame.

Registrazione radiogoniometrica dell' effetto notturno. (Peil-Registrierung des Nachteffekts). M. DIECKMANN. *Elektrische Nachrichten-Technik*, v. 9, n. 2, febbraio 1932, pp. 46-48.

Registrazione della influenza della notte sull' effetto direzionale di onde di 1500 metri di lunghezza, emesse da quattro trasmettitori posti a distanze da 0 a 25 km da un impianto ricevente rotante, che funziona in permanenza; dal sopraggiungere della oscurità si sono osservate differenti variazioni della posizione di minimo direzionale.

Su due diversi tipi di disturbi atmosferici. (Ueber zwei verschiedene Arten von atmosphaerischen Stoerungen). F. SCHINDELHAUER. *Elektrische Nachrichten-Technik*, v. 9, n. 2, febbraio 1932, pp. 41-45.

Con l' impiego di una speciale antenna rotante, con un sistema di orologeria, in modo da compiere un giro ogni 10 minuti, si sono registrati per ogni posizione dell' antenna due diversi tipi di atmosferici; di questi sono esposti i dati riguardanti il numero e l' intensità del campo.

Radioricezione e macchie solari. (Radio reception and sunspot). H. T. STETSON. *Electronics*, v. 4, n. 4, aprile 1932, pp. 122-123, fig. 3.

Macchie solari, fenomeni elettromagnetici e loro effetto sullo strato di Heaviside e quindi sulle radioricezioni. Ricerche quantitative di G. W. Pickard (1926-1928). Ricerche dell'osservatorio Perkins (Delaware, Ohio, 1929) e apparecchi impiegati. Curve mostranti le variazioni dell'intensità di ricezione, a Delaware, del trasmettitore per radiodiffusione WBBM (Chicago), nel periodo 1930-1931, in relazione alle macchie solari. Conferma dell'influenza dello strato di Heaviside sulla propagazione. Le osservazioni effettuate permettono di ritenere che mentre la ricezione a lunga distanza migliora con il diminuire delle macchie solari e col conseguente innalzarsi dello strato predetto, non altrettanto può dirsi per le ricezioni che, per essere effettuate a breve distanza, utilizzano sia l'onda diretta che quella riflessa.

Perfezionamenti nei moltiplicatori di frequenza. (Improvements in frequency multipliers). E. G. WATTS. *Electronics*, v. 4, n. 4, aprile 1932, pp. 124-125, fig. 2.

L'impiego di trasmettitori piezo-stabilizzati e la necessità della moltiplicazione della frequenza nel caso di trasmissioni a lunga distanza. Accenno a vari procedimenti per aumentare il rendimento dei moltiplicatori in modo da evitare l'amplificazione, ricorrendo particolarmente a circuiti reattivi. Sistemi amplificatori neutralizzati impiegati come rigenerativi nei moltiplicatori di frequenza; tanto nei circuiti Hazeltine che in quelli Riz il passaggio dallo stato neutralizzatore a quello rigeneratore è ottenuto con il cambio di segno della reattanza di parte del circuito, nel passaggio della frequenza fondamentale a quella armonica. Risultati. Il triodo ed il pentodo come amplificatori neutralizzati e come moltiplicatori rigenerativi.

Circuito a reazione indipendente dalla frequenza. Montage à réaction indipendente de la fréquence). L. BRILLOUIN e M. LEVY. *Le génie civil*, v. 100, n. 17, 23 aprile 1932, pp. 425, fig. 1. Da « Comptes rendus de l'Acc. des sciences », 4 aprile 1932.

Trattasi di un amplificatore a resistenza, con la prima valvola bigriglia. Sul circuito di placca dell'ultimo triodo sono inseriti i primari di due trasformatori; il secondario di uno alimenta un ponte a tre resistenze e un circuito oscillante in serie; quello dell'altro serve di uscita. La tensione fornita dalla diagonale del ponte è applicata ad una delle griglie della prima valvola (bigriglia) e serve per la reazione.

Generatore a pedale per usi radiotelegrafici. (Pedal generator for wireless operation). *Engineering*, v. 133, n. 3454, 25 marzo 1932, p. 388, fig. 1.

Brevissima descrizione di un generatore, del tipo a bicicletta, azionabile da due uomini, costruito dalla Soc. Marconi per il collegamento di numerosi posti isolati della Rodesia settentrionale. Frequenza 750 p.s. Corrente di 130 milliamp. a 1000 V e di 6 A a 9-10 V. L'apparecchio ha permesso trasmissioni sino a 500 miglia.

Nuovi metodi radiometeorografici. (Neue radiometeorographische Methoden). P. DUCKERT e B. THIEME. *Beitr. zur Physik der freien Atmosphaere*, n. 18, 1931, pp. 59-67. Riprodotto in *Zeit. fuer Instrumentenkunde*, n. 5, maggio 1932, pp. 239-241, fig. 2.

Dopo alcuni accenni agli studi effettuati in proposito, viene descritto l'equipaggiamento dei palloni sonda per misure di temperature nell'alta atmosfera. Trattasi di un circuito ad onde corte, ad una valvola, alimentato da appositi elementi molto leggieri, le caratteristiche del quale variano in conseguenza delle variazioni di capacità di un condensatore; le armature si spostano per effetto della dilatazione di un termometro bimetallico; in tal modo varia la lunghezza dell'onda trasmessa. Apposito apparecchio ricevente ad interferenza, opportunamente tarato, posto a terra, permette di determinare direttamente, per lettura della graduazione del condensatore di regolazione, la temperatura riscontrata nelle varie fasi del viaggio del pallone.

Un nuovo oscillatore di grande stabilità. (Un nouveau montage oscillateur de grande stabilité). L. G. VEYSSIERE. *La T. S. F. moderne*, v. 13, gennaio 1932, pp. 1-7, fig. 4.

Difficoltà di stabilizzazione della frequenza degli oscillatori, dovuta alle variazioni della tensione di alimentazione, alle variazioni delle costanti del circuito per effetto della temperatura, ecc. Procedimenti per superarla. Allo scopo di evitare variazioni delle resistenze di griglia, l'A. propone l'abolizione della corrente di griglia; a tal fine esso impiega un oscillatore a due valvole, una oscillatrice normale, l'altra che limita l'ampiezza della tensione di griglia, non appena questa raggiunge il valore corrispondente all'apparire della corrente.

Trasmissioni multiple e radiotelefonia segreta. (Transmissions multiplex et radiotéléphonie secrète). *Bull. de la soc. franc. radioélectrique*, v. 6, gennaio 1932, pp. 1-10, fig. 5.

Procedimento Chireix e Villem per il collegamento simultaneo telefonico e telegrafico sulla stessa lunghezza d'onda, con un solo trasmettitore ed un solo ricevitore per stazione. L'onda portante del trasmettitore è modulata con la combinazione di tre bande di frequenza.

Il diodo. (Diode). H. L. KIRKE. *Wireless world*, v. 30, n. 3, febbraio 1932, pp. 115-118, fig. 4.

Descrizione di una nuova valvola rivelatrice, equivalente al diodo, ottenuta impiegando il circuito di griglia e del filamento di un ordinario triodo, il cui circuito di placca costituisce, con il filamento, l'amplificatore a bassa frequenza. La rivelazione dovrebbe essere perfetta, completamente esente da distorsioni; si verificano tuttavia alcuni inconvenienti per i quali l'A. consiglia diversi ripieghi. Schemi di applicazione.

Un moderno ricevitore per il servizio telegrafico su onde medie. (Un récepteur moderne pour le trafic télégraphique sur ondes moyennes). G. ESPINASSE. *Ann. des postes télégr. et téléph.*, a. 21, n. 4, aprile 1932, pp. 299-314, fig. 8.

Esposizione dei requisiti per un "ricevitore perfetto„ di onde medie e lunghe per servizio telegrafico. Descrizione di un ricevitore, costruito dalla amministrazione delle PP. TT. in collaborazione con costruttori francesi, rispondente agli accennati requisiti dal punto di vista della selettività, della stabilità e delle proprietà direzionali. Studio dei suoi vari elementi e indicazione delle differenti prove effettuate sui circuiti selezionatori e sugli stadi di amplificazione.

Telegrafia ad onde corte ed esercito. (Kurzwellenfunkdienst und Heer). 282. *Mil. Wochenblatt*, a. 116, n. 37, 4 aprile 1932, col. 1312-1314, fig. 1.

Varie fasi dello sviluppo della telegrafia militare sino all'impiego delle onde corte. Sviluppo apportato alla tecnica delle onde corte da parte dei dilettanti. Comportamento delle onde durante la propagazione (onda diretta e onda riflessa). Pericoli presentati, nei riguardi della segretezza, dall'impiego dell'onda riflessa. Vantaggi dell'impiego delle onde corte nel campo militare, in particolare per la possibilità di trovare tra i dilettanti personale ottimamente addestrato.

Direttore responsabile: Prof. G. VANNI

RIVISTA D'ARTIGLIERIA E GENIO

PERIODICO MILITARE MENSILE ILLUSTRATO

Direzione: Via degli Astalli, N. 15 - Roma (117)

Telefoni: Soc. Tel. Tirrena 64 200; militare 2129 — C/c Postale 1/8447

CONDIZIONI DI ABBONAMENTO PER IL 1932-X

(LXXI ANNATA)

Comandi, uffici, circoli, enti militari	L.	**28,00**
Ufficiali ed assimilati	»	**23,00**
Non militari, in Italia e Colonie	»	**46,00**
Estero	»	**75,00**

Ogni fascicolo separato: in Italia L. **5**, all'estero Lit. **12**; doppio L. **7**, all'estero Lit. **16**.

Per la spedizione all'indirizzo privato, aggiungere L. **1** per ogni fascicolo separato o L. **5** per tutta l'annata.

RIVISTA AERONAUTICA

Pubblicazione mensile illustrata

del

MINISTERO DELL'AERONAUTICA

Contiene studi originali di guerra aerea e di aerotecnica, ampie informazioni sul movimento aeronautico internazionale nel campo militare, scientifico e commerciale, e numerose recensioni.

Prezzo di abbonamento per l'Italia e Colonie	L.	50
» » » » l'Estero. . . .	»	150
Un numero separato per l'Italia	»	10
» » » » l'Estero.	»	20

ROMA — MINISTERO DELL'AERONAUTICA — ROMA

Anno 11° - N. 6. Novembre - Dicembre 1932 - A. XI.

ISPETTORATO DEL GENIO
DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito

BIBLIOTECA TECNICA

SOMMARIO:

L. SACCO — Il comando unico nei ricevitori a supereterodina *(continuazione e fine)*.

G. REBORA — Le prese di terra.

— — Recensioni.

Condizioni per l'anno 1932
(Volume di oltre 240 p.)

Nel Regno d'Italia e Colonie

Abbonamento	L. 12
Un numero separato	» 3
Abbonamento ridotto per ufficiali e assimilati	» 8

Nei paesi dell'Unione postale

Abbonamento	Franchi oro 10
Un numero separato	» » 2

Inviare l'importo a mezzo vaglia alla DIREZIONE DELL'ISTITUTO MILITARE DI R. T. ED E. T. - Viale Mazzini, 8 — ROMA (149).

Roma, Tipo-Lit. Off. Mil. di R.T. ed E. T.

:: La direzione del **Bollettino** non risponde delle opinioni espresse dagli autori che abbiano firmato o contrassegnato i loro scritti. :: :: :: :: :: :: :: ::

:: I manoscritti non si restituiscono. :: :: :: ::

:: Gli articoli pubblicati vengono retribuiti. Ogni autore ha inoltre diritto a **25** copie gratuite di estratti, se trattisi di articoli inediti, e a **10** negli altri casi; volendone maggiore quantitativo, l'Autore dovrà comunicarlo tempestivamente, e le copie in più saranno conteggiate al costo di stampa. :: :: :: :: :: :: :: :: ::

Anno 11° - N. 6. Novembre-Dicembre 1932 - A. XI.

ISPETTORATO DEL GENIO
DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito

Diretto dal Prof. G. VANNI

IL COMANDO UNICO NEI RICEVITORI A SUPERETERODINA

(Continuazione e fine, vedi fasc. 4-5 1932)

BIBLIOTECA NAZ. ROMA

SOMMARIO. — *Si esaminano i vari metodi impiegati per ottenere una differenza quasi costante di frequenza in due circuiti oscillanti aventi identici condensatori variabili di sintonizzazione mossi in « tandem ». Si indicano nuovi metodi tendenti allo scopo e si discutono i relativi vantaggi e inconvenienti.*

17 - Cominciamo dal metodo dei condensatori serie parallelo con induttanze uguali:

1° *Caso* - Condensatore in parallelo sul condensatore variabile.

Riferendoci alla fig. 1, poniamo $C_2 = x$ e $C_3 = y$.

La equazione del problema:

frequenza del circuito A. F. meno *frequenza dell'oscillatore* uguale *frequenza intermedia* f_o = *costante*

si scrive:

$$\frac{2{,}534 \cdot 10^{10}}{\sqrt{L\left(C_o'' + \frac{x\,(C+y)}{x+C+y}\right)}} - \frac{2{,}534 \cdot 10^{10}}{\sqrt{L\,(C_o' + C)}} = f_o = \frac{2{,}534 \cdot 10^{10}}{\sqrt{L\,K}}$$

in cui K rappresenta una capacità fittizia che in serie con la induttanza comune L dia un circuito di frequenza f_o.

Due essendo le incognite, poniamo le due condizioni che la equazione sia soddisfatta per due valori di C, e cioè: $C_{min} = m$ e $C_{max} = n$, scelti sul principio e sulla fine della rotazione del condensatore variabile.

Semplificando, otteniamo:

$$C_o'' + \frac{x\,(m+y)}{x+m+y} = \frac{1}{\left(\frac{1}{\sqrt{K}} + \frac{1}{\sqrt{C_o' + m}}\right)^2} =$$

$$= \frac{C_o' + m}{\left(1 + \sqrt{\frac{C_o' + m}{K}}\right)^2} = A$$

$$C_o'' + \frac{x\,(n+y)}{x+n+y} = \frac{C_o' + n}{\left(1 + \sqrt{\frac{C_o' + n}{K}}\right)^2} = B.$$

Osserviamo che:

$$\frac{C_o' + m}{K} = \left(\frac{f_o}{f_{max}}\right)^2 \qquad \text{e} \qquad \frac{C_o' + n}{K} = \left(\frac{f_o}{f_{min}}\right)^2$$

essendo f_{max} e f_{min} le frequenze del circuito A. F. corrispondenti alle capacità $C_{min} = m$ e $C_{max} = n$ del condensatore variabile.

Poniamo:

$$A - C_o'' = a \qquad \text{e} \qquad B - C_o'' = b;$$

le equazioni si trasformano in:

$$\frac{x\,(m+y)}{x+y+m} = a = \frac{C_o' + m}{\left(1 + \frac{f_o}{f_{max}}\right)^2} - C_o''$$

$$\frac{x\,(n+y)}{x+y+n} = b = \frac{C_o' + n}{\left(1 + \frac{f_o}{f_{min}}\right)^2} - C_o'' \qquad [2]$$

dalle quali si deduce:

$$y = \sqrt{\frac{m+n}{2} + \frac{a\,m\,(n-b) - b\,n\,(m-a)}{b-a}} - \frac{m+n}{2}$$

$$x = \frac{a\,(m+y)}{m+y-a} = \frac{b\,(n+y)}{n+y-b}.$$

18 - Possiamo da queste espressioni subito dedurre che una prima condizione per la esistenza della soluzione lega la capacità residua dell'oscillatore C_o'' con la capacità residua del circuito A. F. C_o' e con la frequenza intermedia f_o.

Dalle [2] risulta infatti che deve essere:

$$C_o'' < \frac{C_o' + C_{min}}{\left(1 + \frac{f_o}{f_{max}}\right)^2} = A$$

perchè in caso diverso i valori x e y non potrebbero essere positivi.

Una seconda relazione si deduce dalla espressione di y e dice che il 2° termine sotto il radicale deve essere positivo, e poichè è $b > a$, deve essere:

$$a\,m\,(n - b) > b\,n\,(m - a).$$

Ora, questa condizione si riduce alla:

$$C_o''^2 - (A + B)\,C_o'' - \frac{m\,n\,(B - A)}{n - m} + A\,B > 0$$

dalla quale, tenuto conto che la C_o'' deve essere minore anche di A, si deduce:

$$C_o'' < \frac{A + B}{2} - \frac{B - A}{2}\sqrt{1 + \frac{4\,m\,n}{(n - m)\,(B - A)}}\,. \qquad [3]$$

Ma, affinchè questa condizione sia praticamente realizzabile, è necessario che il 2° membro della disuguaglianza sia positivo; e poichè esso si può scrivere:

$$\gamma = \frac{B + A}{2} - \sqrt{\left(\frac{B + A}{2}\right)^2 - \left(A\,B - \frac{n\,m\,(B - A)}{n - m}\right)}$$

ne segue che deve essere:

$$A\,B < \frac{n\,m\,(B - A)}{n - m}\,.$$

Se ora scriviamo:

$$\delta = A\,B - \frac{m\,n\,(B - A)}{n - m}$$

e sostituiamo ad A e B le loro espressioni, ed inoltre osserviamo che:

$$n - m = (C_o' + n) - (C_o' + m)$$

possiamo ottenere:

$$\delta = \frac{m\,n}{\left(1 + \frac{f_o}{f_{min}}\right)^2 \left(1 + \frac{f_o}{f_{max}}\right)^2} \times$$

$$\times \left[\left(1 + \frac{C_o'}{n}\right) \left(1 + \frac{C_o'}{m}\right) - \left(1 + \frac{2\,f_o}{f_{max} + f_{min}}\right) \right].$$

Un'altra condizione per la esistenza di una soluzione del problema è quindi:

$$\left(1 + \frac{C_o'}{n}\right) \left(1 + \frac{C_o'}{m}\right) > 1 + \frac{f_o}{f_{med}}$$

in cui:

$$f_{med} = \frac{f_{max} + f_{min}}{2}\,.$$

Questa relazione fissa un valore minimo della capacità residua C_o' del circuito A. F. in relazione alla frequenza intermedia adottata, e poichè conviene che questo valore minimo non sia raggiunto, perchè ne seguirebbe un valore troppo piccolo per la C_o'', così la disuguaglianza si può semplificare trascurando il termine $\frac{C_o'^2}{m\,n}$ di fronte a $\frac{C_o'}{m}$ e $\frac{C_o'}{n}$; diventa allora:

$$C_o' > \frac{m\,n}{m + n} \cdot \frac{f_o}{f_{med}}\,. \qquad [4]$$

19 - Utilizzando la espressione δ e considerato che essa è molto minore di $\left(\frac{B+A}{2}\right)^2$, la γ si può scrivere:

$$\gamma = \frac{B+A}{2}\left(1 - \sqrt{1 - \frac{4\,\delta}{(B+A)^2}}\right) \simeq \frac{\delta}{B+A},$$

e cioè:

$$\gamma = \frac{(m + C_o')\,(n + C_o') - m\,n\left(1 + \frac{f_o}{f_{med}}\right)}{(m + C_o')\left(1 + \frac{f_o}{f_{min}}\right)^2 + (n + C_o')\left(1 + \frac{f_o}{f_{max}}\right)^2}.$$

Questa espressione si può ancora trasformare utilizzando le relazioni:

$$n = \frac{m+n}{2} + \frac{n-m}{2}$$
$$m = \frac{m+n}{2} - \frac{n-m}{2} \qquad [5]$$

e trascurando rispetto all'unità le potenze del rapporto $\frac{n-m}{m+n}$ superiori alla prima.

Si può così scrivere approssimativamente la relazione [3]:

$$\gamma = \frac{\left(C_o' + \frac{m+n}{2}\right)^2 - (m+n)^2\left(1 + \frac{f_o}{f_{med}}\right)}{2\left(C_o' + \frac{m+n}{2}\right)^2\left(1 + \frac{f_o}{f_{med}}\right)^2} > C_o''. \qquad [6]$$

Le relazioni [4] e [6] stabiliscono le condizioni di solubilità del problema proposto, che risultano così facilitate da un piccolo valore del rapporto $\frac{f_o}{f_{med}}$ e da una forte capacità residua C_o' del circuito A. F.

20 - Per semplificare la espressione trovata per y e vedere meglio la sua dipendenza dalle costanti dei circuiti, può essere utile calcolare la differenza:

$$B - A = \frac{n + C_o'}{\left(1 + \frac{f_o}{f_{min}}\right)^2} - \frac{m + C_o'}{\left(1 + \frac{f_o}{f_{max}}\right)^2}$$

sviluppando in serie i denominatori, valendosi delle relazioni [5] e trascurando $\frac{1}{8}\left(\frac{n - m}{n + m + 2\,C_o'}\right)^2$ di fronte all'unità.

Si ottiene:

$$B - A = (n - m)\left(1 - 3\,\frac{f_o}{f_{med}} + 6\,\frac{f_o^2}{f^2_{med}} - 10\,\frac{f_o^3}{f^3_{med}} + \right.$$
$$\left. + 15\,\frac{f_o^4}{f^4_{med}} - 21\,\frac{f_o^5}{f^5_{med}} + \cdots\right) = \qquad [7]$$
$$= (n - m) \cdot \alpha$$

in cui α rappresenta la serie tra parentesi. I valori di α in funzione del rapporto $\frac{f_{medio}}{f_o}$ risultano dal diagramma (fig. 7).

Utilizzando questo procedimento con qualche semplificazione si ottiene per y la espressione:

$$y = \frac{[(n + C_o')\,\varphi - C_o'']\,[(m + C_o')\,\psi - C_o'']}{(m + n)\,\alpha} - \frac{m\,n}{m + n} \qquad [8]$$

in cui:

$$\varphi = \frac{1}{\left(1 + \frac{f_o}{f_{min}}\right)^2} \qquad \text{e} \qquad \psi = -\frac{1}{\left(1 + \frac{f_o}{f_{max}}\right)^2}\,.$$

La y, cioè la capacità da disporre in parallelo al condensatore variabile, è quindi maggiore, e perciò più facilmente realizzabile praticamente, per alti valori della C_o' e per piccoli valori dei rapporti:

$$\frac{f_o}{f_{min}} \qquad \text{e} \qquad \frac{f_o}{f_{max}}\,.$$

21 - Prima di esaminare gli scarti di frequenza che la soluzione comporta, accenniamo alla soluzione del 2° modo di realiz-

zazione del sistema con condensatori serie parallelo ed induttanze uguali.

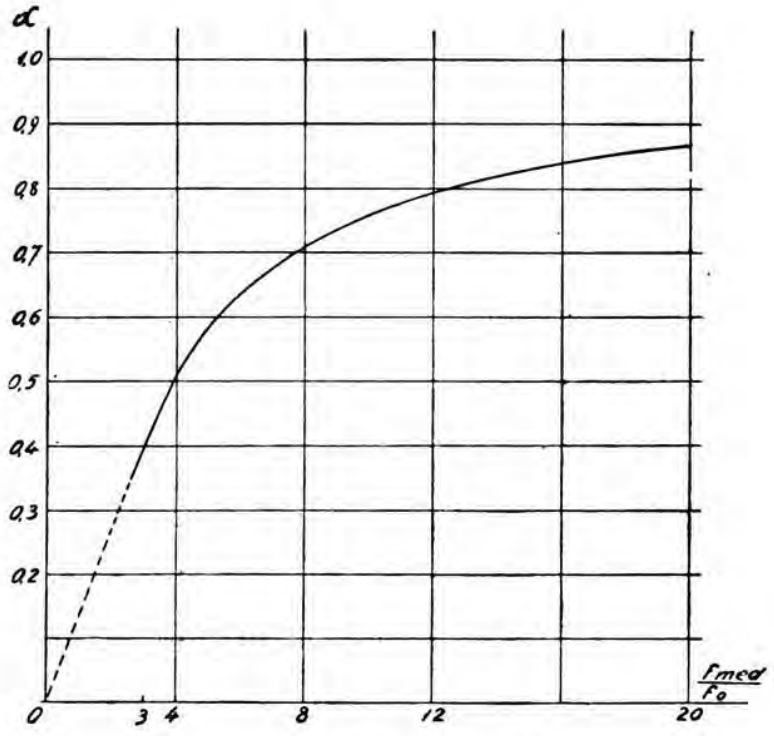


Diagramma della funzione α

$$\alpha = 1 - 3\frac{f_o}{f_{med}} + 6\frac{f_o^2}{f_{med}^2} - 10\frac{f_o^3}{f_{med}^3} + 15\frac{f_o^4}{f_{med}^4} - 21\frac{f_o^5}{f_{med}^5} +$$

FIGURA 7.

Riferendoci alla fig. 3, le equazioni diventano:

$$y + \frac{x\,n}{x+n} = B = \frac{C_o' + n}{\left(1 + \frac{f_o}{f_{min}}\right)^2}$$

$$y + \frac{x\,m}{x+m} = A = \frac{C_o' + m}{\left(1 + \frac{f_o}{f_{max}}\right)^2}$$

dalle quali si ricava:

$$y = \frac{B+A}{2}\left(1 - \sqrt{1 - \frac{4\,\delta}{(B+A)^2}}\right) =$$

$$= \frac{B+A}{2} - \frac{B-A}{2}\sqrt{1 + \frac{4\,m\,n}{(n-m)\,(B-A)}}$$

in cui δ ha il valore già trovato al n. 18. La espressione della y in questo caso è identica a quella della γ data al n. 18 e può essere espressa approssimativamente dalla relazione [6]. Le stesse limitazioni tra le C_o', C_o'' e f_o indicate dalle condizioni [4] e [6] valgono quindi anche in questo caso, come era da prevedere.

Utilizzando poi le espressioni [5] è possibile in questo caso dare anche una espressione approssimata della x che risulta:

$$x \simeq \frac{f_{med}}{6\,f_o} \cdot (m+n)\left[1 + \sqrt{1 + \frac{12\,f_o}{f_{med}}\,\frac{n\,m}{(m+n)^2}}\right] . \qquad [9]$$

La x, cioè il condensatore in serie, dipende quindi essenzialmente dal rapporto $\frac{f_{med}}{f_o}$ ed è pressochè indipendente dalla ampiezza della gamma e dalle costanti C_o' e C_o'' dei circuiti; esso può riuscire di valore elevato in dipendenza del rapporto $\frac{f_{med}}{f_o}$.

Risulta dal complesso che questo secondo modo è più semplice del primo sia pel calcolo che per la realizzazione.

22 - Trovate così le condizioni di esistenza delle soluzioni e le espressioni che indicano la dipendenza delle incognite dalle costanti del circuito, possiamo esaminare quali errori introducano le soluzioni considerate.

A tale scopo possiamo osservare che i due modi di realizzazione esaminati comportano uguali approssimazioni dato che i circuiti sono sostanzialmente identici.

Basterà perciò considerare il secondo come più semplice.

Partiamo dalla relazione:

$$\frac{1}{\sqrt{y+\frac{x\,n}{x+n}}}-\frac{1}{\sqrt{C_o'+n}}=\frac{\sqrt{L}\,f_o}{2{,}534\cdot 10^{10}}=\frac{1}{\sqrt{K}}=\text{cost}$$

nella quale y e x abbiano i valori che risolvono il problema.

Utilizzando le relazioni [5] otterremo:

$$\frac{1}{\sqrt{K}}=\frac{1}{\sqrt{y+\frac{x\,\frac{n+m}{2}\,(1+N)}{\left(x+\frac{n+m}{2}\right)(1+N)}}}+$$

$$-\frac{1}{\sqrt{C_o'+\frac{m+n}{2}}\,\sqrt{1+M}}$$

nelle quali:

$$N=\frac{n-m}{n+m}\qquad\text{e}\qquad M=\frac{n-m}{n+m+2\,C_o'}\,.$$

Consideriamo che N e M sono minori dell'unità e sviluppiamo in serie limitandoci ai primi termini; otterremo:

$$\frac{1}{\sqrt{y+\frac{x\,\frac{m+n}{2}}{x+\frac{m+n}{2}}}}-\frac{1}{\sqrt{C_o'+\frac{m+n}{2}}}=\frac{\Delta f_{\text{med}}\sqrt{L}}{2{,}534\cdot 10^{10}}=$$

$$=\frac{1}{\sqrt{K}}+(n-m)\left[\frac{x^2}{(2x+m+n)^{\frac{1}{2}}\left[2xy+(m+n)(x+y)\right]^{\frac{3}{2}}}+\right.$$

$$\left.-\frac{1}{\sqrt{2}\left(C_o'+\frac{m+n}{2}\right)^{\frac{3}{2}}}\right]\,.$$

Il primo termine tra parentesi, utilizzando le equazioni [8], si può semplificare in:

$$\frac{1}{\sqrt{2}\left(1+\frac{m+n}{2x}\right)^{\frac{1}{2}}\left(A+B+\frac{A\,m+B\,n}{x}\right)^{\frac{3}{2}}}\,.$$

Per ottenere ulteriori semplificazioni, possiamo osservare che sviluppando in serie le espressioni di B e A e ritenendo trascurabile M^2 di fronte alla unità, si ha approssimativamente:

$$B+A \simeq \frac{2\,C_o'+m+n}{\left(1+\frac{f_o}{f_{med}}\right)^2}$$

$$A\,m+B\,n \simeq \frac{(2\,C_o'+m+n)\,(n+m)}{2\left(1+\frac{f_o}{f_{med}}\right)^2}\,.$$

Ricordiamo poi la [9] che possiamo scrivere:

$$x=\frac{f_{med}}{3\,f_o}\,(m+n)\,\varepsilon$$

in cui:

$$\varepsilon=\frac{1}{2}\left(1+\sqrt{1+\frac{12\,f_o}{f_{med}}\cdot\frac{n\,m}{(n+m)^2}}\right)>1$$

e considerando che:

$$\frac{1}{\sqrt{K}}=\frac{\sqrt{L}\cdot f_o}{2{,}534\cdot 10^{10}} \qquad \text{e} \qquad \frac{1}{\sqrt{C_o'+\frac{m+n}{2}}}=\frac{\sqrt{L}\,f_{med}}{2{,}534\cdot 10^{10}}$$

ne risulta finalmente:

$$p=\frac{\Delta f_{med}-f_o}{f_{med}} \simeq \frac{n-m}{2\,(2\,C_o+m+n)}\left(\frac{\left(1+\frac{f_o}{f_{med}}\right)^2}{\left(1+\frac{3\,f_o}{2\,\varepsilon\,f_{med}}\right)^2}-1\right). \quad [10]$$

Cioè la percentuale di errore nel centro della gamma $\left(\text{per } C = \frac{C_{max} + C_{min}}{2}\right)$ dipende essenzialmente dall'ampiezza della gamma, cioè dal rapporto $\frac{n}{m} = \frac{C_{max}}{C_{min}}$ nonchè dal rapporto $\frac{f_o}{f_{med}}$, e cresce col crescere di entrambi i rapporti.

23 - Passiamo ora alla soluzione proposta dal Sowerby. Riferendoci alla figura 3, poniamo $C_{max} = n$; $C_{min} = m$; $C_2 = x$; $C_3 = y$; $L_2 = z$, e sia f_o la frequenza dell'amplificatore intermedio, cioè la differenza, che si vuole costante, tra le frequenze dei due circuiti considerati. Poichè abbiamo qui tre incognite, si possono ottenere tre equazioni fissando che la differenza sia esattamente f_o in tre punti e cioè in corrispondenza di $C_{max} = n$ di $C_{min} = m$ e di un $C_{med} = q$ che dia la frequenza intermedia:

$$f_{med} = \frac{f_{max} + f_{min}}{2} .$$

Le equazioni del sistema sono quindi, seguendo il procedimento precedente, che diversifica notevolmente da quello indicato dall'Autore:

$$y + \frac{n\,x}{n + x} = \frac{L_1\,B}{z} = \frac{L_1\,(C_o' + n)}{z\left(1 + \frac{f_o}{f_{min}}\right)^2}$$

$$y + \frac{q\,x}{q + x} = \frac{L_1\,C}{z} = \frac{L_1\,(C_o' + q)}{z\left(1 + \frac{f_o}{f_{med}}\right)^2}$$

$$y + \frac{m\,x}{m + x} = \frac{L\,A}{z} = \frac{L_1\,(C_o' + m)}{z\left(1 + \frac{f_o}{f_{max}}\right)^2}$$

dalle quali si ricavano:

$$y = \frac{[n(q-m)(B-C) - m(n-q)(C-A)] \cdot [n\,C(B-A)(q-m) - q\,B(C-A)(n-m)]}{(C-A)(B-A)(B-C)(n-q)(q-m)(n-m)}$$

$$x = \frac{n(q-m)(B-C) - m(n-q)(C-A)}{(C-A)(n-q) - (B-C)(q-m)}$$

$$z = L_1 \frac{(C-A)(B-A)(B-C)(q-m)(n-m)(n-q)}{[n(q-m)(B-C) - m(n-q)(C-A)] \cdot [n(B-A)(q-m) - q(C-A)(n-m)]}.$$

Queste tre espressioni si possono notevolmente semplificare utilizzando la espressione [7]:

$$B - A = (n - m)\,\alpha,$$

in cui α è la funzione data dal diagramma (fig. 7) in funzione della $\left(\frac{f_{med}}{f_o}\right)$. In questo caso si dovranno considerare tre valori di α, precisamente corrispondenti ai tre intervalli della capacità variabile: α_1 tra n e m; α_2 tra n e q; α_3 tra q e m.

Si intende che le frequenze intermedie dei tre casi sono quelle della A. F. corrispondente alle capacità $\frac{n+m}{2}$; $\frac{n+q}{2}$; $\frac{m+q}{2}$. Si può così scrivere:

$$B - A = (n - m)\,\alpha_1$$
$$B - C = (n - q)\,\alpha_2$$
$$C - A = (q - m)\,\alpha_3$$

Con tale convenzione le incognite diventano:

$$x = \frac{n\,\alpha_2 - m\,\alpha_3}{\alpha_3 - \alpha_2}$$

$$y = \frac{\alpha_3 \left(\frac{n}{\alpha_3} C - \frac{q}{\alpha_1} B\right)\left(\frac{n}{\alpha_3} - \frac{m}{\alpha_2}\right)}{(n-q)(n-m)}$$

$$z = \frac{L_1}{\alpha_3} \frac{(n-q)(n-m)}{\left(\frac{n}{\alpha_3} - \frac{q}{\alpha_1}\right)\left(\frac{n}{\alpha_3} - \frac{m}{\alpha_2}\right)}.$$

Si vede che la x dipende essenzialmente dall'ampiezza della gamma perchè, con una gamma stretta ed una piccola f_o, α_3 e α_2 differiscono poco tra loro e x tende all'infinito.

La y cresce al contrario al crescere dell'ampiezza della gamma e per una f_o molto piccola tende al valore C_o' della capacità residua del circuito A. F.

24 - Possiamo, infine, con procedimento analogo a quello del n. 22, esaminare l'approssimazione del sistema Sowerby. Lo sviluppo è notevolmente più complicato, ma l'espressione cui si arriva è analoga a quella ottenuta nel caso precedente: lo scarto è cioè tanto minore quanto minore è l'estensione della gamma e quanto più grande il rapporto $\frac{f_{min}}{f_o}$; ciò che d'altra parte doveva attendersi data l'analogia dell'artificio.

25 - Rimangono da esaminare le soluzioni che tendono ad ottenere una differenza perfettamente costante di frequenza in tutta la gamma del ricevitore mediante l'adozione di speciali condensatori variabili.

La soluzione più ovvia che si presenta è quella di disporre di due identici condensatori a variazione lineare di frequenza, calettati sull'asse comune con opportuno spostamento angolare, cosicchè, collegati a due identiche induttanze, mentre in un circuito la frequenza iniziale è f_1, nell'altro la frequenza iniziale sarà $f_1 \mp f_o$; durante la rotazione comune la differenza f_o si mantiene appunto per la caratteristica lineare di frequenza del condensatore.

La difficoltà che subito si trova sta nel fatto che l'ampiezza della rotazione utilizzabile risulta diminuita dello spostamento iniziale del condensatore spostato.

Sia infatti ψ l'angolo massimo di rotazione consentito dal condensatore; siano f_{max} e f_{min} le frequenze estreme dei due circuiti corrispondenti alle posizioni iniziale e finale dei due condensatori, supposti calettati senza sfasamento. Se uno di essi si monta sfasato dell'angolo α, la sua frequenza iniziale diventerà:

$$f_1 = f_{min} + \frac{\alpha}{\psi} (f_{max} - f_{min})$$

mentre il primo circuito avrà la frequenza iniziale f_{min}.

Dopo una rotazione di $\psi - \alpha$, il secondo condensatore avrà raggiunto la sua posizione finale e il relativo circuito la frequenza

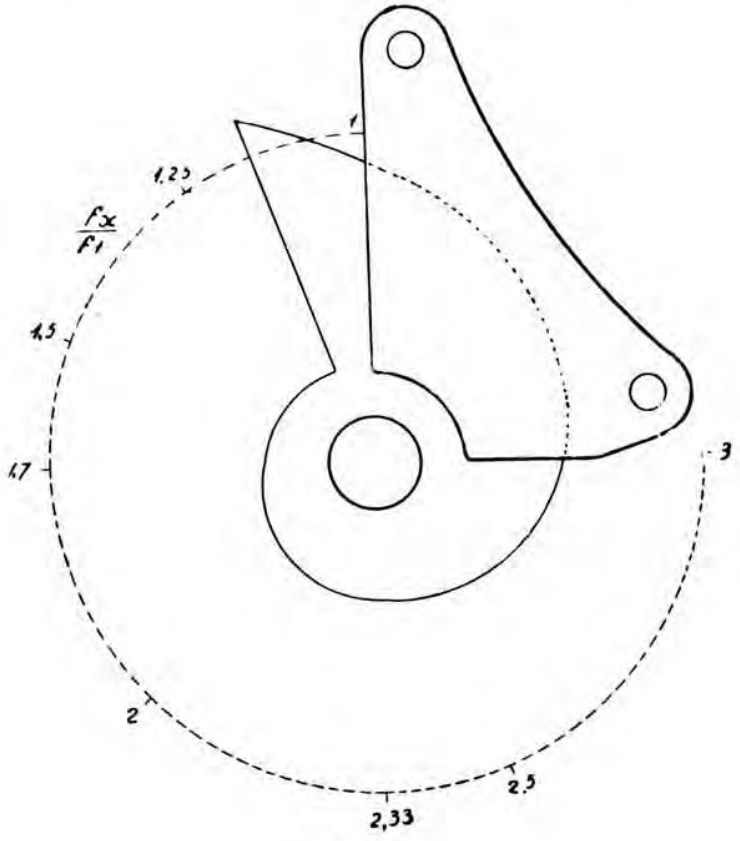


FIGURA 8.

finale f_{max}; il primo circuito avrà invece raggiunto la frequenza finale:

$$f_2 = f_{max} - \frac{\alpha}{\psi} (f_{max} - f_{min}) .$$

La rotazione consentita sarà quindi $\psi - \alpha$, e la differenza costante di frequenza sarà: $f_o = \frac{\alpha}{\psi} (f_{max} - f_{min})$.

Nei condensatori normali, in cui $\psi = 180°$, la riduzione nella rotazione può riuscire molto scomoda.

26 - Per una soluzione di questo genere sono specialmente adatti i condensatori differenziali (1), con profilo continuo nell'armatura mobile ed aventi una rotazione maggiore di 180°, ad es. di 270°, come quello della fig. 8. Una riduzione nella rotazione può in essi venire meglio tollerata.

Pel calcolo dell'armatura mobile di questi condensatori a variazione lineare di frequenza si possono dare le seguenti relazioni.

Sia $n = \frac{f_{max}}{f_{min}}$ il rapporto desiderato tra la massima e la minima frequenza, ottenute collegando uno dei condensatori ad una data induttanza. Sia R il massimo raggio vettore dell'armatura mobile (centro il centro di rotazione); sia r_o il raggio dell'incavo interno delle armature fisse, occorrente per lasciar libero l'asse di rotazione delle armature mobili; sia φ l'apertura angolare dell'armatura fissa, e di conseguenza $\psi = 360° - \varphi$ l'angolo massimo di rotazione; sia infine:

$$a = (n - 1) \frac{\varphi}{360° - \varphi} .$$

Il raggio vettore ρ e l'argomento α del profilo dell'armatura mobile (centro l'asse di rotazione), sono dati dalle relazioni:

$$\rho (x) = \sqrt{\frac{R^2 - r_o^2}{g (1)} g (x) + r_o^2}$$

$$\alpha (x) = (360° - \varphi) \frac{x - 1}{n - 1}$$

in cui x è una variabile ausiliaria che varia da 1 ad $n + a$, in

---

(1) L. Sacco - Nuovi condensatori variabili differenziali - *Bollettino R. T. del R. Esercito,* gennaio 1926.

modo che α varia da 0° a 360°, e la $g(x)$ è data da una delle due espressioni:

$$g(x) = \frac{1}{x^2}\left(1 + \frac{a}{x} + \frac{a^2}{2x^2} - \frac{a^4}{6x^4} + \frac{a^6}{6x^6} + \right.$$

$$\left. - \frac{3a^8}{10x^8} + \cdots\right) - \delta$$

oppure:

$$g(x) = 2a\left(\frac{1}{x^3} + \frac{1}{(x+a)^3} + \frac{1}{(x+2a)^3} + \cdots\right) - \delta.$$

La prima specialmente adatta per $a \ll 1$.

La correzione δ deriva dalla necessità di tener conto della capacità residua γ del condensatore, cioè della capacità che rimane escludendo quella dovuta alle superficie affacciate delle armature opposte, nonchè della capacità residua C_o del circuito, indicata dal segmento negativo intercettato sull'asse delle C dalla caratteristica (λ^2, C) del circuito, e della eventuale capacità fissa in parallelo ε. Tali capacità potendosi tutte ritenere approssimativamente in parallelo costantemente sul condensatore variabile, la correzione relativa consiste precisamente in questo caso nel sottrarre alle $g(x)$ il numero fisso:

$$\delta = \frac{\gamma + C_o + \varepsilon}{C_{max} + C_o}$$

in cui $C_{max} + C_o$ rappresenta la capacità massima complessiva del circuito, corrispondente alla frequenza minima iniziale.

I valori di γ e C_o possono dedursi da condensatori o da circuiti analoghi a quelli progettati e sono dell'ordine di $20 \div 100$ $\mu\mu$F pei circuiti e condensatori usuali.

L'area massima affacciata risulta:

$$A_1 = \frac{\varphi}{2} \frac{R^2 - r_o^2}{g(1)} \qquad (\varphi \text{ in radianti}).$$

Cosicchè la capacità massima del condensatore risulta, immediatamente, dalla nota relazione:

$$C_{max} = \frac{A\,(N-1)}{3{,}6\,\pi\,d}$$

in cui A è in cmq, d (intervallo d'aria tra le lamine) in cm; C_{max} in $\mu\mu$F; N il numero complessivo delle lamine (fisse e mobili).

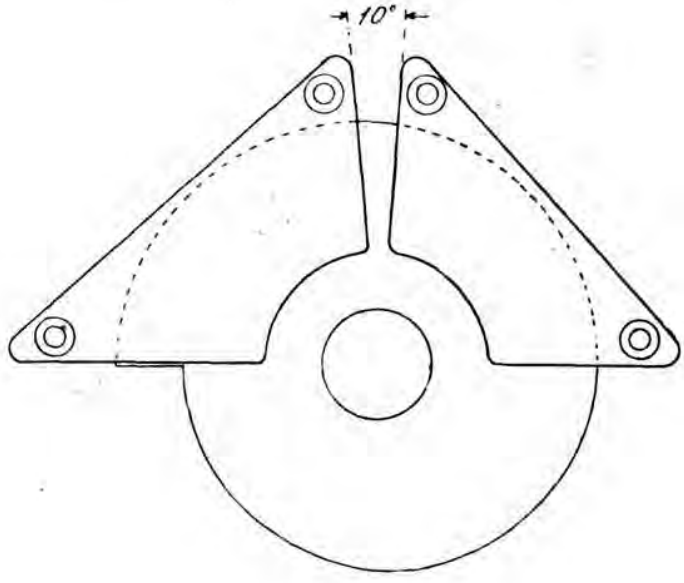


FIGURA 9.

27 - Una elegante soluzione analoga alla precedente è stata proposta dal cap. Galotti nella pubblicazione citata e consiste in un condensatore a variazione lineare di frequenza avente una sola armatura mobile del tipo differenziale, con due armature fisse (fig. 9). Questa soluzione si presta, come indica la fig. 10, a vari montaggi del tipo supereterodina, specialmente per gamme di piccola ampiezza. In questo caso la differenza tra le frequenze dei due circuiti, ottenuti collegando alle due armature fisse due

identiche induttanze, è in un rapporto fisso con la frequenza minima del circuito a frequenza inferiore.

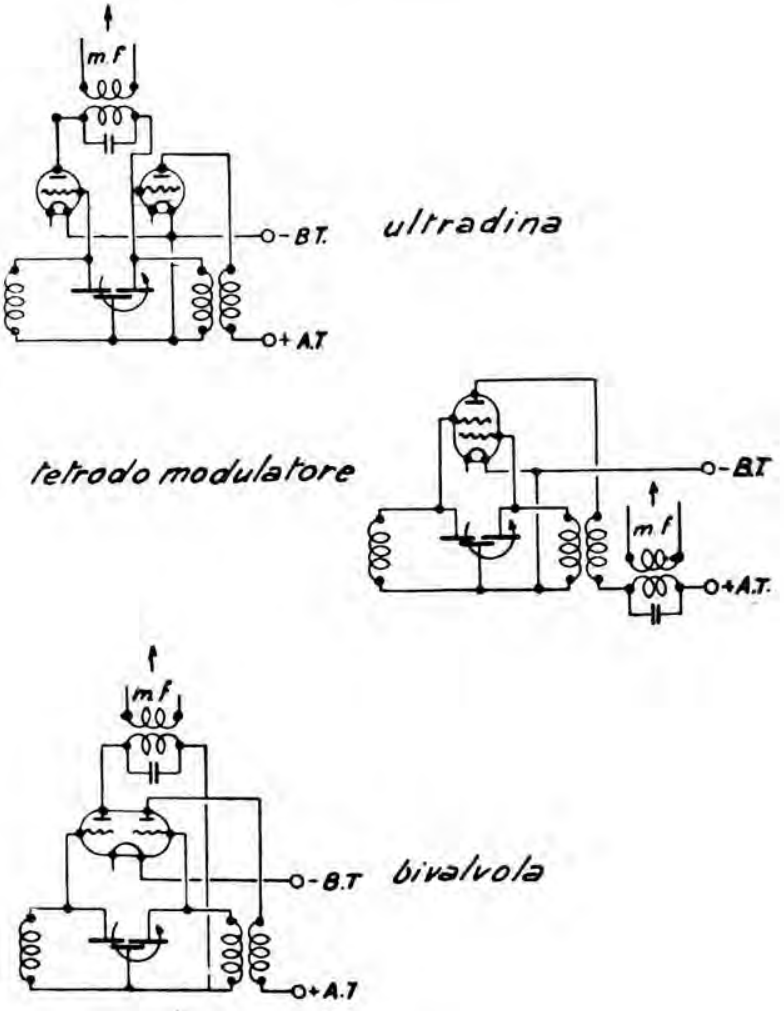


FIGURA 10.

Se indichiamo ancora con φ l'apertura angolare di una delle armature fisse e con ψ l'intervallo tra le due fisse (10° nella fig. 9), $n = \frac{f_{max}}{f_{min}}$ relativo al circuito alta frequenza, collegato all'armatura

avente la massima area affacciata (quella da sinistra nella fig. 9), la differenza di frequenza nei due circuiti (aventi identica induttanza) sarà:

$$f_o = \frac{\varphi + \psi}{360^\circ - 2\varphi - \psi} (n - 1) f_{min} .$$

L'angolo di rotazione massimo sarà $360^\circ - 2\varphi - \psi$, e il calcolo dell'armatura mobile si farà con le relazioni del numero precedente, nelle quali però si dovranno sostituire i valori di a e di α come segue:

$$a = (n - 1) \frac{\varphi}{360^\circ - 2\varphi - \psi}$$

ed

$$a = (360^\circ - 2\varphi - \psi) \frac{x - 1}{n - 1} .$$

28 - Un'ultima soluzione, che si presta bene per grandi serie di apparati identici, consiste nel disporre nel circuito dell'oscillatore un condensatore avente l'armatura mobile differente da quella dei condensatori dell'A. F., e tale da realizzare, con identiche induttanze, una frequenza avente una costante differenza f_o con quella dell'A. F.

La soluzione è naturalmente facilitata con condensatori a variazione lineare di frequenza. Il loro calcolo, se trattasi di condensatori differenziali, si fa con le relazioni del precedente n° 26 per il condensatore A. F.; per quello dell'oscillatore, il calcolo si baserà sulle stesse formole, nelle quali però si dovrà cambiare l'indice di variazione, che è $n = \frac{f_{max}}{f_{min}}$ per l'A. F. e che diventa $n_1 = \frac{f_{max} + f_o}{f_{min} + f_o}$ per l'oscillatore.

Così pure dovrà essere cambiato il raggio massimo dell'armatura mobile affinchè le aree affacciate, e quindi le capacità, siano in relazione colle frequenze da realizzare. Di conseguenza le formole saranno, pel condensatore dell'oscillatore:

$$n_1 = \frac{f_{max} + f_o}{f_{min} + f_o} \qquad a_1 = (n_1 - 1) \frac{\varphi}{360^\circ - \varphi}$$

$$g_1(x) = \frac{1}{x^2}\left(1 + \frac{a_1}{x} + \frac{a_1^2}{2x^2} - \frac{a_1^4}{6x^4} + \right.$$

$$\left. + \frac{a_1^6}{6x^6} - \frac{3}{10}\frac{a_1^8}{x^8} + \cdots\right) - \delta$$

oppure:

$$g_1(x) = 2a_1\left(\frac{1}{x^3} + \frac{1}{(x+a_1)^3} + \frac{1}{(x+2a_1)^3} + \cdots\right) - \delta$$

e quindi:

$$\alpha(x) = (360^\circ - \varphi)\,\frac{x-1}{n_1 - 1}$$

$$\rho(x) = \sqrt{\frac{R^2 - r_o^2}{g(1)} \cdot \left(\frac{f_{min}}{f_{min} + f_o}\right)^2 \cdot g_1(x) + r_o^2}$$

nelle quali x varia da 1 ad $n_1 + a_1$; R è il raggio massimo nel condensatore A. F. e la $g(1)$ si riferisce alla $g(x)$ del condensatore A. F.

29 - Nel caso che si voglia risolvere il problema con condensatori ordinari, non differenziali, si osserverà che la capacità minima nel circuito A. F. risulta limitata alla capacità esterna non affacciata, somma delle capacità residue γ del condensatore e C_o del circuito, cioè alla:

$$C_e = C_o + \gamma.$$

Se $C_e' = C_o' + \gamma'$ sono le corrispondenti capacità del circuito dell'oscillatore, ne segue che, ammessa l'identità delle induttanze, le capacità stesse devono essere nel rapporto:

$$\frac{C_e}{C_e'} = \left(\frac{f_{max} + f_o}{f_{max}}\right)^2.$$

E poichè ciò non sarà di solito ottenuto naturalmente, sarà necessario munire i due condensatori di appositi piccoli vernieri fisso-regolabili, per dare alle capacità minime il rapporto ora indicato.

Ammesso che ciò siasi ottenuto, le capacità massime C_1 e C_1' (comprese in esse le esterne C_e e C_e') dovranno stare nel rapporto:

$$\frac{C_1}{C_1'} = \left(\frac{f_{min} + f_o}{f_{min}}\right)^2 .$$

Ciò posto, il problema viene risolto dalle seguenti relazioni.

Siano $n = \frac{f_{max}}{f_{min}}$ l'indice del circuito A. F.,

$n_1 = \frac{f_{max} + f_o}{f_{min} + f_o}$ quello dell'oscillatore,

R e R_1 i massimi raggi vettori delle armature mobili dei due condensatori.

Si dovranno anzitutto verificare le relazioni:

$$R^2 = \frac{14{,}4\, d\, (n-1)\, n^2}{N-1} C_e + r_o^2$$

$$R_1^2 = \frac{14{,}4\, d_1\, (n_1 - 1)\, n_1^2}{N_1 - 1} C_e' + r_o^2$$

tra i vari dati costruttivi dei condensatori, le lunghezze essendo in cm e le capacità in $\mu\mu$F. Nulla vieta che per semplicità di costruzione si possa fare $N_1 = N$; $d_1 = d$, in modo che i condensatori differiscano solo per i profili delle armature mobili.

I due profili saranno poi da calcolarsi con le relazioni:

per l'A. F. $\left\{ \rho^2(x) = \frac{R^2 - r_o^2}{x^3} + r_o^2 \right\}$ per x da 1 a n

$\left\{ \alpha(x) = 180^\circ \frac{x-1}{n-1} \right\}$

per l'oscillatore $\left\{ \rho_1^2(x) = \frac{R_1^2 - r_o^2}{x^3} + r_o^2 \right\}$ per x da 1 a n_1

$\left\{ \alpha_1(x) = 180^\circ \frac{x-1}{n_1 - 1} \right\}$

30 - L'impiego dei condensatori ordinari è specialmente delicato nelle minime capacità, dato che, quando è piccola la capacità affacciata, le capacità esterne preponderano e la variazione della capacità non segue la legge della variazione delle superficie affacciate. Nei primi gradi del condensatore, in corrispondenza cioè delle massime frequenze, si avranno quindi di solito gli scarti più notevoli tra le frequenze indicate e quelle effettive.

31 - La dimostrazione delle relazioni date nel n. 26 e nei seguenti risulta facilmente calcolando la capacità totale, somma della capacità affacciata e di quella esterna per i condensatori dei due circuiti. Per la capacità affacciata sarà prima da calcolare l'area affacciata che è:

$$A\ (\alpha) = \int_{\alpha}^{\alpha + \varphi} \frac{1}{2}\ (\rho^2 - r_o^2)\ d\alpha$$

pei condensatori differenziali; e:

$$A\ (\alpha) = \int_{\alpha}^{\pi} \frac{1}{2}\ (\rho^2 - r_o^2)\ d\alpha$$

per quelli ordinari.

Per entrambi il calcolo resta facilitato utilizzando la variabile ausiliaria x.

La esattezza delle formole risulta dalla verifica che le capacità iniziali e finali dei due circuiti sono rispettivamente nei rapporti:

$$\left(\frac{f_{max} + f_o}{f_{max}}\right)^2 \quad \text{e} \quad \left(\frac{f_{min} + f_o}{f_{min}}\right)^2 .$$

32 - Abbiamo fin qui considerato i soli condensatori a variazione lineare di frequenza come i più comodi pel nostro scopo;

non vi è però difficoltà a risolvere il problema anche nel caso che il condensatore A. F. segua un'altra qualsiasi legge.

Se $C_x = C_1 f(x)$ è la legge considerata pel condensatore A. F. si dovrà infatti ottenere nel condensatore dell'oscillatore (supposte uguali le induttanze) un'altra legge $y = f_1(x)$ tale che sia $C_x' = C_1 y$ con la condizione:

$$\frac{1}{\sqrt{y}} - \frac{1}{\sqrt{f(x)}} = \pm \frac{1}{\sqrt{K}} = \pm \frac{f_o}{f(1)}$$

in cui f_o è la frequenza intermedia e $f(1)$ la frequenza corrispondente ad $x = 1$ nel circuito A. F.

Sarà quindi:

$$y = f_1(x) = \frac{1}{\left(\frac{1}{\sqrt{f(x)}} \pm \frac{f_o}{f(1)}\right)^2}$$

la legge del condensatore dell'oscillatore.

Applicando le regole note (1) è possibile calcolare i condensatori sia differenziali che ordinari che vi soddisfano.

33 - Una soluzione nettamente diversa dalle precedenti è stata proposta mediante l'impiego di condensatori identici che sono mossi con legge diversa mediante un congegno cinematico che realizza la occorrente relazione tra gli spostamenti angolari delle corrispondenti armature mobili.

Il congegno viene messo a punto sperimentalmente tracciando e fissando punto per punto la traiettoria di un nodo scorrevole sul quale si imperniano le bielle che comandano le armature mobili dei condensatori.

Il sistema è ingegnoso ma non risulta che abbia avuto applicazioni diffuse, evidentemente perchè è possibile, come abbiamo

---

(1) G. Pession - Formulario annesso ai « Dati e memorie sulle R. C. del Consiglio Nazionale delle Ricerche - 1930 », pag. XXV, pei condensatori ordinari.

L. Sacco - Loc. cit. pei condensatori differenziali.

visto, risolvere il problema con mezzi più semplici e sopratutto di più facile messa a punto. Di esso è ampiamente riferito nella memoria citata del cap. Galotti.

34 - Volendo trarre una conclusione dell'esame compiuto, diremo che il monocomando dei circuiti è facilitato e reso più esatto dalla piccola estensione della gamma delle frequenze utilizzate e dalla piccola differenza di frequenza f_o tra i due circuiti. I metodi con condensatori fissi in serie-parallelo richiedono accurate messe a punto che possono semplificarsi col metodo da noi proposto di un solo condensatore in parallelo, semprechè la estensione della gamma non sia eccessiva.

Tutti i metodi esaminati risentono fortemente della precisione meccanica dei condensatori; il maggiore progresso sembra quindi da ricercare in questa direzione.

D'altra parte, se si ammette come possibile la costruzione molto precisa dei condensatori, la migliore soluzione è senza dubbio quella che impiega due condensatori diversi per l'A. F. e per l'oscillatore: il solo inconveniente risulta dal legame che questa soluzione comporta tra f_{min} e f_o.

I condensatori normali possono presentare delle difficoltà di messa a punto in corrispondenza delle minime capacità, mentre quelli differenziali si prestano meno bene per gamme molto ampie.

Una soluzione molto vantaggiosa, sempre che la gamma non sia eccessivamente ampia, cioè sempre che sia $f_{max} < 2\, f_{min}$ sembra quella di impiegare condensatori del tipo differenziale con armature fisse di poco inferiori a 180°, e quindi con rotazione di poco superiore a 180° (ad es. di 200°), e di utilizzare solo 180° della rotazione, in modo da evitare le minime capacità affacciate e le conseguenti incertezze.

LUIGI SACCO
COLONNELLO DEL GENIO

NOTA 1. - **Sulle interferenze nelle supereterodine.**

1 - Per renderci conto dei disturbi caratteristici delle supereterodine, dobbiamo ricordare che il circuito supereterodina è caratterizzato dalla presenza di un oscillatore locale ad A. F. di cui la frequenza f_1 si rende, con l'apposita regolazione, prossima a quella f che si vuole ricevere, in modo che la differenza $f - f_1$, oppure $f_1 - f$, raggiunga un valore prefissato f_0 sul quale è accordato un amplificatore intermedio a vari stadi. Tale frequenza intermedia f_0 è sempre notevolmente superiore alle frequenze acustiche e può raggiungere valori elevati, dell'ordine del milione di periodi al secondo, in relazione alla gamma delle frequenze f da ricevere.

Il cambiamento di frequenza si ottiene, come è noto, rettificando, mediante un primo rivelatore, il battimento $f - f_1$, oppure $f_1 - f$, ed ottenendo nel circuito di placca dello stesso rivelatore la frequenza differenza suddetta, che risulta modulata come la frequenza f da ricevere. Dopo amplificata dall'amplificatore intermedio (A. I.) essa viene rettificata da un secondo rivelatore e riproduce così la B. F. di modulazione della emissione f che si vuol ricevere.

In queste condizioni, se incide sul rivelatore una emissione estranea di frequenza F, può avvenire che, pur essendo questa molto diversa da quella f che si vuol ricevere, essa giunga alla griglia del 1° rivelatore in forza sufficiente per determinare interferenze apprezzabili con le altre frequenze presenti sulla stessa griglia. Ciò avverrà specialmente se la emissione F è molto potente, o molto vicina e specialmente se è insufficiente la selettività del circuito di A. F. che precede il 1° rivelatore.

2 - Supponendo di trovarsi in queste condizioni vediamo quali siano le possibilità di interferenza della F.

In primo luogo, si devono naturalmente considerare le frequenze principali f ed f_1, provenienti rispettivamente dal circuito di aereo e dal 1° oscillatore; però, mentre la f è quasi sempre

priva di armoniche, la f_1 può esserne ricca, o quanto meno le sue armoniche possono avere ancora una sufficiente ampiezza per provocare battimenti nocivi con la F.

Altra possibilità proviene dalla rettificazione del battimento tra f e f_1, nella quale si ottengono, nel circuito di placca, delle armoniche del battimento stesso, le quali possono pure interferire con i segnali estranei, se esse risultano in forza sufficiente sul circuito di griglia dello stesso rivelatore.

Infine, se la frequenza interferente estranea F è realmente molto potente o insufficientemente filtrata dal circuito di A. F., possono intervenire, oltre alla F stessa, le sue armoniche, nonchè le armoniche dei suoi battimenti con la f_1 e con la f.

Ora tutte le combinazioni delle frequenze sopra citate le quali possono produrre sulla placca del 1° rivelatore delle correnti di sufficiente ampiezza e di frequenza f_o, o prossima ad f_o, sono nocive, perchè le correnti stesse passano, per questo fatto, nell'A. I. e sono poi rivelate dal 2° rivelatore, giungendo così al circuito di bassa frequenza insieme con la modulazione della segnalazione utile f, se questa è modulata.

Se poi questa non è modulata (come quando vogliansi ricevere dei segnali telegrafici ad O.P.), allora deve intervenire un secondo oscillatore per rendere udibile il segnale utile: in tale caso tutte le frequenze estranee che giungono al 2° rivelatore, interferendo con la oscillazione del 2° oscillatore, possono dar luogo a battimenti udibili, che rivelati dal 2° rivelatore saranno poi amplificati dal circuito di amplificazione di B. F. e resi udibili, e quindi nocivi.

Un ultimo modo di disturbo può provenire da emissioni potenti fatte su frequenze prossime alla frequenza intermedia, le quali riescano a influenzare l'A. I., o direttamente, o attraverso i circuiti di ingresso. Interferendo con le oscillazioni di frequenza intermedia, esse possono dar luogo a segnali udibili.

Questo, in sunto, è il quadro dei disturbi possibili provocati da una emissione potente F. E se poi le frequenze potenti e interferenti sono più di una, nascono altre possibilità, dovute ai battimenti udibili tra gli eventuali battimenti di frequenza prossima a f_o, questi suscettibili di passare nell'A. I. e quelli di essere messi in evidenza dal 2° rivelatore.

Uno studio più dettagliato, comprendente anche l'ampiezza relativa dei disturbi e dei segnali utili, si può fare ricorrendo alle formole della rettificazione coi tubi elettronici (1).

Limitandoci al caso di una sola emissione F interferente ed al solo esame delle frequenze disturbanti (trascurando cioè l'ampiezza del disturbo), passiamo ora in rassegna le varie possibilità.

3 - Sia dunque f la frequenza su cui giungono i segnali utili e sulla quale sono accordati il circuito di aereo e quello dell'A. F.

Se la supereterodina è a comando unico, la frequenza dell'oscillatore vien fatta normalmente superiore a quella del segnale. Si farà dunque in tale caso $f_1 = f + f_o$.

In generale, però, la f_1 può assumere anche il valore $f - f_o$, cosicchè noi consideriamo come valori nominali della f_1 entrambi quelli dati dalla:

$$f_1 = f \pm f_o$$

ricordando che il comando unico elimina una delle due possibilità (normalmente la $f - f_o$).

4 - Ciò posto, le frequenze F suscettibili di disturbare, quando giungano con ampiezza sufficiente alla griglia del 1° rivelatore, sono, come già si disse, quelle che possono originare, sul circuito di placca dello stesso 1° rivelatore, delle correnti di frequenza f_o. Esse si possono dedurre come segue:

a) - Battimento diretto della F con la f_1.

Si sentirà quando la F assume il valore:

$$F = f \pm 2f_o.$$

Infatti, essendo $f_1 = f \pm f_o$, il battimento $F - f_1$ assume la frequenza:

$$F - f_1 = f \pm 2f_o - (f \pm f_o) = \pm f_o.$$

---

(1) Esempi di tali studi si trovano in: SACCO - Dati e memorie sulle radiocomunicazioni del C. N. R. - 1929, pag. 104. — AIKEN - *The Bell System Technical Journal*, gennaio 1931, pag. 1.

Per i disturbi di cui trattasi vedere anche: W. T. COCKING - Interferenze nelle supereterodine - *Wireless World*, 2 maggio 1932.

b) - Battimento della F con la f.

La F in tale caso compie la funzione della f_1 cioè fà da eterodina per la f, il che richiede naturalmente che la F sia sufficentemente forte, che sia cioè dello stesso ordine di ampiezza della f_1. Essa deve avere in tale caso la frequenza della f_1, cioè

$$F = f \pm f_o$$

c) - Battimento della F con la n^{esima} armonica della f_1.

La oscillazione f_1 potendo dar luogo, anche sulla griglia del 1° rivelatore, ad armoniche sufficientemente potenti, ciò può originare interferenze nocive con frequenze estranee aventi il valore:

$$F = n f \pm (n \pm 1) f_o \qquad \text{per} \qquad n = 2, 3, 4 \ldots$$

Infatti si ha, in tale caso:

$$F - n (f \pm f_o) = F - n f_1 \pm f_o$$

Per $n = 1$ questo caso comprende il disturbo F avente la stessa frequenza del segnale f che si vuol ricevere, avente perciò la massima efficacia disturbatrice, nonchè il caso *a)* precedente.

d) - Battimento della F con le armoniche della f_o.

Il battimento utile $f - f_1 = \pm f_o$ dà luogo nel circuito di placca del 1° rivelatore ad armoniche le quali si possono anche trovare sul circuito di griglia, specie se è impiegata la rettificazione di griglia; in tal caso (specialmente se la f_o non è di molto minore della minima frequenza della gamma) le prime armoniche di f_o possono essere comprese nella gamma da ricevere. Un segnale estraneo avente la frequenza di una di queste armoniche, interferendo con una armonica adiacente, presente nella griglia del 1° rivelatore, può produrre un battimento di frequenza f_o. Ciò avviene per $F - (n \pm 1) f_o = \pm f_o$, cioè per $F = n f_o$, in cui n potrà avere i valori di 1, 2, 3, 4 al più. Quando $n = 1$, cioè $F = f_o$, il disturbo può giungere direttamente all'A. I. che fosse insufficentemente schermato, o giungervi attraverso il circuito d'ingresso, quando questo non sia sufficientemente selettivo.

e) - Armoniche del battimento $F - f_1$.

Nella placca del 1° rivelatore, oltre al battimento $F - f_1$, sono di solito presenti anche le sue prime armoniche. Se una di queste ha il valore f_o, essa viene amplificata e passata alla B. F.

Ciò avviene per:

$$n\,(F - f_1) = \pm f_o$$

cioé per:

$$F = f \pm \frac{n \pm 1}{n} f_o$$

f) - Armoniche del battimento $F - f$.

Lo stesso ragionamento precedente si applica alle armoniche del battimento $F - f$, che sarà però normalmente molto più debole di quello $F - f_1$ ma che per F molto forte potrebbe assumere valori pericolosi. Il disturbo si verifica quindi per:

$$n\,(F - f) = \pm f_o \qquad \text{cioè per} \qquad F = f \pm \frac{f_o}{n}\,.$$

g) - Armoniche della F.

Se la emissione estranea F è molto potente o vicina, possono intervenire anche le sue armoniche, le quali compiono la stessa funzione della F precedentemente considerata, avendo la frequenza nF per $n = 2, 3 \ldots$

5 - Finora non abbiamo fatta alcuna ipotesi sulla natura del segnale disturbante F.

Dobbiamo ora distinguere vari casi secondochè la f e la F sono entrambe radiofoniche o comunque modulate, oppure sono entrambe radiotelegrafiche, o sono una radiotelefonica e una radiotelegrafica.

Nel caso più comune in cui entrambe sono radiofoniche, si deve tener presente che le rispettive modulazioni passano integralmente ai battimenti di frequenza intermedia f_o e vengono poi rivelate dal 2° rivelatore. La modulazione o B.F. disturbante verrà quindi sentita insieme a quella della emissione che si riceve, per quanto essa risulti, di solito, più o meno distorta.

Se però le frequenze intermedie prodotte dai due segnali non sono uguali fra loro ma differiscono per una quantità udibile, al disturbo della modulazione estranea si aggiunge il fischio di battimento tra le onde portanti il quale, più o meno, si confonde col disturbo della modulazione, aumentandone la efficacia disturbatrice.

6 - Nel caso in cui la F non sia modulata, ad es. perchè dovuta ad un segnale radiotelegrafico ad O. P., allora il fischio delle portanti è il solo disturbo che si manifesta. Esso segue naturalmente il ritmo dei segnali Morse e la sua tonalità è in genere variabile al variare dell'accordo del 1° oscillatore.

Solo nei casi b e f, la tonalità è invariabile perchè indipendente dalla frequenza del 1° oscillatore. Tali disturbi telegrafici sono quindi sentiti quando si sta ricevendo sulla frequenza f in presenza di emissioni R. T. molto forti aventi la frequenza F indicata nei paragrafi precedenti. Nell'accordare il circuito del 1° oscillatore i segnali interferenti cambiano di tonalità (salvo nei casi b e f) e seguono la manipolazione Morse, passando pel battimento zero come nella ordinaria ricezione R. T. delle O. P.

7 - Rimane da considerare il caso della ricezione radiotelegrafica. Per questa occorre, com'è noto, un secondo oscillatore che generi una frequenza f_2, costante e poco diversa dalla f_o, che interferendo con la stessa f_o, dia un battimento udibile e rivelabile dal 2° rivelatore. Naturalmente la frequenza f_2 di questo secondo oscillatore interferisce anche con quella intermedia, prossima o uguale a f_o, che proviene dagli eventuali segnali disturbatori F. Questi vengono quindi rivelati se la differenza tra la frequenza intermedia che ne deriva e la f_2 è udibile; il disturbo sarà sentito come un fischio di tonalità fissa o variabile al variare della f_2 secondochè il disturbo si può ascrivere ai casi b e f precedenti, oppure ai rimanenti, e seguirà la manipolazione Morse se dovuto ad un disturbo telegrafico, mentre sarà continuo, ininterrotto, se proveniente da una emissione radiofonica.

8 - Nel caso della ricezione telegrafica si possono, inoltre, produrre disturbi interni, dovuti alle armoniche del 2° oscillatore. È da notare che la frequenza f_2 di questo oscillatore si ottiene, di solito, innescando l'A. I. Se la f_2 viene generata da un oscillatore separato si cerca naturalmente di fare $f_2 = f_o$. Ammesso dunque $f_2 = f_o$, è chiaro che le armoniche della f_2 giungendo sulla griglia del 1° rivelatore, se trovano su questa una oscillazione di frequenza f_1 che sia multipla o quasi della f_o, dànno un battimento prossimo a f_o che sarà amplificato e rivelato.

Se infatti è $f_1 = n f_o \pm \varphi$, l'armonica $(n \pm 1) f_o$ del 2° oscillatore darà con la f_1 un battimento $f_o \pm \varphi$ che dopo la 2ª rivelazione assume la frequenza φ, la quale determinerà un fischio interno se la φ è udibile.

Tale fischio si manifesta quindi in corrispondenza dei valori della f_1 prossimi ad un'armonica della f_o: e poichè la f deve differire di f_o dalla f_1, così tale caso si verificherà quando il ricevitore è accordato vicino ad un'altra armonica della f_o.

Il fischio è continuo e dura finchè dura la oscillazione f_2, indipendentemente dalla presenza di segnali esterni: esso cambia di tonalità al variare della f_1 poichè la sua frequenza è data dalla differenza $(f_1 - n f_2) - f_2$, e la f_2 è fissa.

9 - La presenza di armoniche del secondo oscillatore sulla griglia del 1° rivelatore può poi dare luogo ad altri fischi interni e continui anche per altri valori della f_1. Così si potrà avere un fischio interno, quando abbia un valore prossimo alla f_o una armonica del battimento $n f_2 - f_1$. Tale armonica si può manifestare sulla placca del 1° rivelatore, e se essa si approssima alla frequenza f_o verrà amplificata e successivamente rivelata: deve per questo essere:

$$m [n f_2 - f_1] = f_o \pm \varphi$$

da cui, posto:

$$f_2 = f_o,$$

si ha:

$$f_1 = \left(n \pm \frac{1}{m}\right) f_o \pm \frac{\varphi}{m}$$

nella quale la m sarà limitata al valore 2 o al massimo 3, le armoniche superiori essendo di solito trascurabili.

10 - Analogamente una armonica nf_2 può interferire con una armonica mf_1 del 1° oscillatore eventualmente presente sulla griglia del 1° rivelatore e diventare udibile quando sia $mf_1 - nf_2 = mf_1 - nf_o = \pm f_o \pm \varepsilon$, cioè $f_1 = \frac{n \pm 1}{m} \pm \varphi$, espressione che praticamente dà gli stessi valori del caso precedente.

11 - La contemporanea presenza, sulla griglia del 1° rivelatore, di una intensa frequenza estranea F e di una armonica $nf_2 = nf_o$ del 2° oscillatore può originare altri fischi, in questo caso di tonalità costante, ma che seguono la manipolazione Morse se la F è telegrafica, e che si manifestano quando la F è molto prossima ad un'armonica della f_o; ciò avviene in qualsiasi posizione del 1° oscillatore, ma il disturbo sarà specialmente intenso quando il ricevitore è accordato su frequenze prossime alla F.

12 - Disturbi più o meno ingenti possono, infine, generarsi quando invece di una sola emissione estranea F si debbano considerare due frequenze disturbanti F_1 e F_2 sufficientemente potenti per poter giungere in forza alla griglia del 1° rivelatore. I casi che possono verificarsi sono svariati e possono essere analizzati analogamente a quanto abbiamo visto pel caso di una sola F (1).

13 - I rimedi che si consigliano (2) contro i disturbi di cui qui trattasi sono specialmente la selettività del circuito A. F. di ingresso, la quale dovrebbe ottenersi specialmente con un filtro a più cellule razionalmente studiato, in modo da ridurre a valori inapprezzabili tutti i segnali la cui frequenza differisca anche di poco dalla frequenza f che si vuol ricevere; mettendoli quindi nella impossibilità di essere rivelati. Per contro, l'amplificazione in A. F. può essere più dannosa che utile alla riduzione delle interferenze dovute a forti emissioni locali, dato che queste vengono esse pure più o meno esaltate. Tutte le precauzioni devono poi prendersi per evitare la formazione e la propagazione di armoniche negli oscillatori locali e per schermare l'A. I. contro le possibili eccitazioni dirette di emissioni estranee aventi frequenze prossime a quella intermedia f_o. L'impiego di una sola valvola (tetrodo) come 1° oscillatore e 1° rivelatore sembra meno adatto per limitare gli effetti nocivi delle armoniche.

(1) SACCO - loc. cit. pag. 107 ecc.

(2) W. T. COCKING - Le selettività della supereterodina - *Wireless World*, 15 e 22 maggio 1931.

Il comando unico delle supereterodine, eliminando la possibilità del disturbo corrispondente al caso $f_1 = f - f_o$, riduce di circa la metà le possibilità di interferenze nocive.

14 - È stato recentemente proposto (1) l'uso di un doppio cambiamento di frequenza per evitare la preselezione di A. F., impiegando una prima frequenza intermedia molto elevata, seguita da una seconda frequenza intermedia piuttosto bassa. Con ciò si rendono senza dubbio meno probabili, perchè più distanti dalla frequenza da ricevere, alcuni dei disturbi tra quelli esaminati, ma una parte di essi non sembra che possa essere evitata: specialmente difficile sembra evitare le interferenze derivanti dalle varie armoniche, perchè esse possono essere provocate da frequenze estranee che differiscano relativamente poco dalla frequenza su cui si riceve, anche se è relativamente grande la f_o.

Stabilendo di dare alla f_1 il solo valore $f + f_o$ (escludendo cioè quello $f - f_o$), le possibilità vengono ridotte a metà circa, pur rimanendo sempre notevoli. Data la prossimità della f_o alla frequenza da ricevere, le sue prime armoniche saranno in genere comprese nella gamma da ricevere: è quindi prevedibile una certa predisposizione ai disturbi di cui alla lettera *d)* del n. 4, nonchè ai fischi interni di cui al n. 8. Il 2° oscillatore funziona infatti in questo caso anche per la ricezione R. F.; la sua frequenza differendo relativamente poco dalla frequenza f_o, perchè la 2ª media frequenza è relativamente piccola, anche le sue prime armoniche saranno in genere comprese nella gamma da ricevere.

La proposta sembra tuttavia degna di molta attenzione, data la semplificazione costruttiva che essa permette, eliminando tutti i condensatori variabili ad eccezione di quelli del 1° oscillatore.

15 - Per illustrare con un esempio concreto la portata pratica delle considerazioni precedenti, prendiamo in esame una emissione disturbante di frequenza F e di grande intensità, come può essere ad esempio la emissione radiofonica di Roma, 680 kc/s, a non

---

(1) Ricevitore radiofonico a doppio cambiamento di frequenza (brevetto Giorgi). - *Alta frequenza*, n. 2, giugno 1932, pag. 308.

grande distanza dalla emittente (ad es. nell'interno di Roma stessa), poi considerando la stessa frequenza come disturbata.

Supponiamo di operare su due supereterodine aventi per frequenza f_o 180: e 360 kc/s rispettivamente, e vediamo quali sono le frequenze suscettibili di essere disturbate da Roma per deficente selettività dell'A. F.. La f' si riferisce a $f_o = 180$; f'' a $f_o = 360$ kc/s; sono sottolineate in pieno le frequenze disturbate solo nel caso in cui sia $f_1 = f + f_o$; sono sottolineate con punteggiato quelle disturbate in entrambi i casi: $f \pm f_o$; le altre corrispondono al solo caso: $f_1 = f - f_o$.

Considerando i vari casi contemplati al n. 4 deduciamo le f' e le f'' in funzione della F e della f_o: otteniamo i valori che seguono, trascurando le armoniche superiori ad $n = 3$:

$$a) \quad f' = F \pm 2f_o = 680 \pm 360 = \begin{cases} 1040 \\ \underline{320} \end{cases}$$

$$f'' = 680 \pm 720 = \begin{cases} 1400 \\ — \end{cases}$$

$$b) \quad f' = F \pm f_o = 680 \pm 180 = \begin{cases} \underline{860} \\ \underline{500} \end{cases}$$

$$f'' = 680 \pm 360 = \begin{cases} \underline{\underline{1040}} \\ \underline{\underline{320}} \end{cases}$$

$$c) \quad f' = \frac{F \pm (n \pm 1) f_o}{n} = \begin{cases} 620 \\ 430 \\ \underline{250} \\ \underline{70} \end{cases} \quad \begin{matrix} n = 2 \\ \end{matrix} \qquad \begin{cases} 466.66 \\ 346.66 \\ \underline{106.66} \\ — \end{cases} \quad \begin{matrix} n = 3 \\ \end{matrix}$$

$$f'' = \frac{680 \pm (n \pm 1) 360}{n} = \begin{cases} 880 \\ 520 \\ \underline{160} \\ — \end{cases} \qquad \begin{cases} 706{,}66 \\ 466{,}66 \\ — \\ — \end{cases}$$

$$
\begin{array}{lll}
 & & n=2 \qquad\quad n=3 \\
e) & f' = F \pm \dfrac{n \pm 1}{n} f_0 = & \begin{cases} 950 \\ \underline{410} \\ 770 \\ \underline{590} \end{cases} \quad \begin{cases} 920 \\ \underline{440} \\ 800 \\ \underline{560} \end{cases} \\
 & f'' = 680 \pm \dfrac{n \pm 1}{n} 360 = & \begin{cases} 1220 \\ \underline{140} \\ 860 \\ \underline{500} \end{cases} \quad \begin{cases} 1160 \\ \underline{200} \\ 920 \\ \underline{440} \end{cases} \\
f) & f' = F \pm \dfrac{f_0}{n} & \begin{cases} \underline{770} \\ \underline{590} \end{cases} \quad \begin{cases} \underline{740} \\ \underline{620} \end{cases} \\
 & f'' = 680 \pm \dfrac{360}{n} & \begin{cases} \underline{860} \\ \underline{500} \end{cases} \quad \begin{cases} \underline{800} \\ \underline{560} \end{cases}
\end{array}
$$

16 - Risulta così che, considerando solo le armoniche 2 e 3, sono almeno 20 le frequenze diverse comprese tra 70 e 1040 kc/s, che possono essere più o meno disturbate dalla frequenza 680, usando 180 kc/s per frequenza intermedia; e 18 le frequenze diverse disturbate, comprese tra 1400 e 170 kc/s, usando 360 kc/s per frequenza intermedia. Limitandoci alla gamma radiofonica 550 ÷ 1500 kc/s le frequenze disturbate sono rispettivamente 10 e 10, e se si considera solo il caso $f_1 = f + f_0$ si riducono rispettivamente a 6 e 4.

L'uso di una frequenza intermedia molto elevata riduce dunque relativamente di poco il numero dei possibili disturbi.

17 - Analogamente possiamo dedurre le frequenze che disturberebbero la ricezione di Roma in una località da essa distante, nella quale il campo di Roma sia relativamente debole di fronte a quello delle eventuali disturbatrici. Si troverebbero le stesse frequenze precedenti con la differenza che le frequenze sottolineate in pieno sono in questo caso quelle che disturbano, se $f_1 = f - f_0$ anzichè

se $f = f_1 + f_o$, come nel caso precedente; inoltre sono escluse le frequenze del caso *c)* che sono sostituite dalle seguenti:

			$n = 2$	$n = 3$
c')	$F = nf \pm (n \pm 1) f_o$	F'	820	2760
			1180	2400
			1540	1680
			1800	1320
		F''	280	3480
			1000	2760
			1720	1320
			2440	600

(Sono sottolineate quelle che danneggiano se $f_1 = f_o + f$).

Riuscirebbero inoltre dannose, perchè multiple delle f_o (specialmente quelle più vicine alla $f = 680$ kc/s su cui è sintonizzata l'A. F.), le frequenze contemplate nel caso *d)* del n. 4 e cioè:

d) $F' = \underline{180}, \underline{360}, \underline{540}, \underline{720},$

$F'' = \underline{360}, \underline{720}, \underline{1080}, \underline{1440}.$

Le frequenze suscettibili di disturbare la frequenza di 680 kc/s, nel caso che fossero di sufficiente forza, sarebbero quindi rispettivamente 24, per $f_o = 180$, e 25, per $f_o = 360$, di cui quelle comprese nella gamma radiofonica sarebbero rispettivamente 11 e 12; quelle che si verificherebbero con $f_1 = f + f_o$ si ridurrebbero a 10 e 11, rispettivamente per $f_o = 180$ e $f_o = 360$ kc/sec.

18 - Se sulla frequenza di 680 kc/s fosse convogliata una forte emissione telegrafica vicina, il disturbo da essa provocato si verificherebbe in corrispondenza delle stesse frequenze contemplate al n. 15, ma con tonalità costante sulle frequenze prossime a 860, 500, 770, 590, 740, 620, per $f_o = 180$ kc/s e sulle frequenze prossime

a 1040, 320, 860, 500, 800, 560, per $f_o = 360$, e con tonalità variabile al variare della f_1 negli altri casi.

19 - Nel caso della ricezione radiotelegrafica fatta innescando l'A. I., il ricevitore con $f_o = 180$ kc/s potrà dare fischi continui quando il 1° oscillatore si approssima alle frequenze:

a) $n \times 180 = 360; 540; 720; 900$ ecc.

b) $\left(n \pm \frac{1}{m}\right) 180 = 90; 270; 450; 630; 810.$

Con $f_o = 360$, i disturbi interni potranno manifestarsi sulle frequenze:

a) 720; 1080; 1440; 1800 ecc.

b) 180; 540; 900; 1260 ecc.

La m si è qui calcolata solo pel valore 2, supponendo minima la intensità delle armoniche superiori.

20 - La considerazione dei disturbi interni nel caso della ricezione telegrafica farebbe ritenere conveniente tenere più bassa possibile la f_o, il che sarebbe anche favorevole alla selettività dovuta al cambiamento di frequenza, ma ciò sarebbe meno favorevole alla eliminazione delle interferenze esterne, perchè con una piccola f_o esse si possono verificare su frequenze più vicine alla frequenza da ricevere e sono, perciò, meno attenuate dalla selettività dell'A. F.

In genere converrà, negli apparati ordinari ad un solo cambio di frequenza, tenere la f_o alquanto minore della f minima da ricevere, ma non eccessivamente minore: un valore giusto sembra debba essere compreso tra $\frac{f_{min}}{5}$ e $\frac{f_{min}}{8}$; un valore maggiore attenuerebbe troppo la selettività e introdurrebbe la possibilità di disturbi nella ricezione radiotelegrafica. Una frequenza minore faciliterebbe troppo i disturbi esterni.

NOTA 2. - **Comando unico di circuiti accordati aventi induttanze diverse.**

1 - Nella costruzione degli amplificatori a vari stadi accordati, può avvenire di dover costituire i vari stadi con circuiti oscillanti aventi induttanze diverse, problema che si riduce a quello di calcolare due condensatori variabili, ché, accoppiati a due induttanze diverse e mossi in tandem, realizzino in ogni posizione la stessa frequenza nei due circuiti. Vediamone qualche soluzione.

2 - Indichiamo con C_o' e C_o'' le capacità distribuite nei due circuiti, escluse cioè quelle concentrate dovute ai condensatori sia fissi sia variabili dei circuiti stessi; con C'_{min} e C''_{min} quelle dovute ai condensatori sia fissi sia variabili del circuito in corrispondenza della minima capacità dei condensatori variabili; con C'_{max} e C''_{max} quelle analoghe corrispondenti alla massima capacità dei condensatori variabili.

Le minime capacità complessive dei circuiti, dalle quali dipende la minima onda, sono quindi $C_o' + C'_{min}$ e $C_o'' + C''_{min}$; e le massime capacità complessive, dalle quali dipende la massima onda, sono rispettivamente $C_o' + C'_{max}$ e $C_o'' + C''_{max}$.

Le C'_{min} e C''_{min} alla loro volta comprendono sempre le capacità γ_1 e γ_2 residue dei condensatori variabili, quelle cioè che si ottengono escludendo dalla minima capacità del condensatore la parte eventualmente dovuta a superficie affacciate tra le armature opposte.

Nei condensatori ordinari non essendovi parti affacciate iniziali, γ_1 e γ_2 rappresentano le capacità dei condensatori nella posizione iniziale di armature disaffacciate; nei condensatori differenziali, γ_1 e γ_2 si ottengono dalle capacità minime dei condensatori sottraendo le parti dovute alle superficie affacciate, che si hanno anche nella posizione iniziale dei condensatori di quel tipo. Se tali parti indicansi con $C_a'_{min}$ e $C_a''_{min}$; e se con ε_1 ed ε_2 si indicano le capacità di eventuali condensatori fissi di correzione disposti in parallelo ai condensatori variabili, si avrà:

$$\text{condensatori ordinari} \begin{cases} C'_{min} = \gamma_1 + \varepsilon_1 \\ C''_{min} = \gamma_2 + \varepsilon_2 \end{cases}$$

condensatori differenziali $\begin{cases} C'_{min} = \gamma_1 + \varepsilon_1 + C_a'_{min} \\ C''_{min} = \gamma_2 + \varepsilon_2 + C_a''_{min}. \end{cases}$

Se finalmente con C_e' e C_e'' si indicano le capacità complessive esterne a quelle affacciate, sarà in tutti i casi:

$$C_e' = C_o' + \gamma_1 + \varepsilon_1 \qquad \text{e} \qquad C_e'' = C_o'' + \gamma_2 + \varepsilon_2$$

Queste capacità esterne si possono ritenere costanti e permanentemente disposte in parallelo alle parti variabili dei condensatori (capacità affacciate), cosicché le capacità complessive, in corrispondenza di un angolo di rotazione α del condensatore, essendo $C_a(\alpha)$ la capacità affacciata relativa, saranno in ogni caso:

$$C(\alpha) = C_a(\alpha) + C_e$$

3 - Ciò posto, la condizione per la uguaglianza delle onde nei due circuiti, rispettivamente di induttanza L_1 ed L_2, è

$$L_1 C'(\alpha) = L_2 C''(\alpha)$$

cioé: $$L_1 (C_a'(\alpha) + C_e') = L_2 (C_a''(\alpha) + C_e'')$$

od ancora:

$$L_1 (C_a'(\alpha) + C_o' + \gamma_1 + \varepsilon_1) = L_2 (C_a''(\alpha) + C_o'' + \gamma_2 + \varepsilon_2).$$

Ora le C_o e le γ sono inerenti alla costituzione del circuito e dei condensatori e non sono suscettibili di modificazione; si potrà quindi agire solo sulle C_a e sulle ε.

4 - Nel caso dei condensatori ordinari, essendo $C_a(o) = o$, la C_e' rappresenta quella minima complessiva del circuito dalla quale dipende l'onda minima comune ai due circuiti. Deve quindi essere:

$$\frac{C_e'}{C_e''} = \frac{C_o' + \gamma_1 + \varepsilon_1}{C_e'' + \gamma_2 + \varepsilon_2} = \frac{L_2}{L_1} = a$$

il che può essere ottenuto con la opportuna scelta dei valori da attribuire ai condensatori di correzione ε_1 ed ε_2. In particolare, uno di essi, ad es. il minore, potrebbe escludersi facendo $\varepsilon_1 = o$; la relazione ora scritta permetterà di ricavare il valore dell'altro.

5 - Ciò fatto, la soluzione più comoda del problema, sempre nel caso dei condensatori ordinari, consiste nel costruire i due condensatori variabili con identiche lamine fisse e mobili ed identici intervalli dielettrici, differenziando quindi i condensatori per i soli numeri N_2 ed N_1 di lamine. Se $c\ (\alpha)$ rappresenta la capacità affacciata, dovuta ad un solo intervallo dielettrico tra le superficie, affacciate delle armature opposte, in corrispondenza di una certa rotazione α del condensatore, le rispettive capacità affacciate saranno $(N_1 - 1)\ c\ (\alpha)$ e $(N_2 - 1)\ c\ (\alpha)$. Le capacità complessive saranno quindi:

$$C'\ (\alpha) = C_e' + (N_1 - 1)\ c\ (\alpha)$$
$$C''\ (\alpha) = C_e'' + (N_2 - 1)\ c\ (\alpha).$$

Ma, per l'uguaglianza delle due onde, si deve avere $L_1\ C'\ (\alpha) = L_2\ C''\ (\alpha)$, dalla quale, tenuto conto che si è già fissato $C_e'\ L_1 = C_e''\ L_2$ si ricava:

$$\frac{N_1 - 1}{N_2 - 1} = \frac{L_2}{L_1} = a\,,$$

che stabilisce il rapporto tra i numeri complessivi di lamine dei due condensatori.

Naturalmente altre soluzioni possono adottarsi ammettendo profili diversi o intervalli dielettrici diversi nei due condensatori. In questi casi, il rapporto tra i numeri delle lamine assumerà un valore diverso da quello ora trovato.

6 - Nel caso dei condensatori differenziali, la uguaglianza dell'onda minima nei due circuiti si ottiene ponendo:

$$\frac{C_o' + \gamma_1 + \varepsilon_1 + C_{a\,min}'}{C_o'' + \gamma_2 + \varepsilon_2 + C_{a\,min}''} = \frac{L_2}{L_1} = a.$$

In questo caso è quindi possibile variare entro limiti più o meno ampi la proporzione tra ε e $C_{a\,min}$, cioé tra la capacità dei condensatori fissi in parallelo e la minima capacità affacciata: soltanto la loro somma deve essere quella richiesta dalla ora scritta relazione. In proposito si deve però tener presente che la pro-

porzione suddetta influisce sul profilo delle armature inquantochè, pur adottando pei due condensatori la stessa legge di variazione e lo stesso indice di variazione, viene ad essere, in generale, diversa la correzione δ da apportare alla funzione generatrice $g(x)$ del profilo. Tali correzioni sono infatti date, nel caso di condensatori a variazione uniforme di frequenza, dai rapporti

$$\delta_1 = \frac{C_e'}{C_o' + C'_{max}} = \frac{C_o' + \gamma_1 + \varepsilon_1}{C_o' + C'_{max}}$$

$$\delta_2 = \frac{C_e''}{C_o'' + C''_{max}} = \frac{C_o'' + \gamma_2 + \varepsilon_2}{C_o'' + C''_{max}}$$

nei quali i denominatori rappresentano le massime capacità complessive dei circuiti, corrispondenti cioè alla frequenza minima comune (1).

7 - Anche in questo caso è però possibile adottare identici profili nelle armature mobili dei due condensatori, stabilendo che le due correzioni δ_1 e δ_2 siano tra loro uguali, il che si ottiene regolando i valori ε_1 ed ε_2, in modo che sia:

$$\delta = \frac{C_o' + \gamma_1 + \varepsilon_1}{C_o' + C'_{max}} = \frac{C_o'' + \gamma_2 + \varepsilon_2}{C_o'' + C''_{max}}$$

e quindi facendo, come per condensatori ordinari:

$$\frac{C_o' + \gamma_1 + \varepsilon_1}{C_o'' + \gamma_2 + \varepsilon_2} = \frac{C_o' + C'_{max}}{C_o'' + C''_{max}} = \frac{L_2}{L_1} = a .$$

Dopo di ciò, applicando lo stesso ragionamento del n° 5, si deduce che il rapporto tra i numeri delle lamine dei due condensatori deve essere:

$$\frac{N_1 - 1}{N_2 - 1} = \frac{L_2}{L_1} = a .$$

---

(1) Nel caso di condensatori a variazione uniforme di onda o di capacità, al denominatore dovrebbesi mettere $C_o + C_{min}$: ciò perchè per capacità iniziale deve prendersi quella corrispondente rispettivamente all'*onda minima* o alla *capacità minima*, come si prende quella corrispondente alla *frequenza minima* nel caso della variazione uniforme di frequenza.

8 - Fissata la legge $f(x)$ di variazione, l'indice n di variazione e la correzione δ, il calcolo dei profili dei condensatori si può fare seguendo le regole date al n° 26 della memoria a cui è annessa questa nota; tali regole, però, si riferiscono al solo caso dei condensatori a variazione uniforme di frequenza, cioè retti della legge $f(x) = \frac{1}{x^2}$.

Per gli altri casi si rimanda alla memoria « Nuovi condensatori variabili differenziali » del gennaio 1926 di questo *Bollettino*.

Pel caso dei condensatori ordinari (non differenziali) valgono, per analogia, le regole date al n° 29 della memoria che qui, ora, si termina di pubblicare.

9 - La soluzione si può rappresentare graficamente ricorrendo al diagramma lineare (C, λ^2).

Siamo *RCM* e *SDN* (fig. 1) le due rette (C, λ^2), relative ai due circuiti nel diagramma avente per ascisse le C e per ordinate le λ^2 corrispondenti. I segmenti *RO* e *SO* rappresentano le rispettive capacità C_o' e C_o'' residue dei due circuiti. Sia nota la capacità iniziale (corrispondente alle armature disaffacciate al massimo) dei condensatori del 1° circuito: $C'_{min} = OT$. La capacità iniziale del secondo circuito dovrà essere $C''_{min} = OU$, che si ottiene innalzando la verticale *TC* fino ad incontrare la *RCM* e quindi la orizzontale *CD* fino ad incontrare la *SDN* e discendendo con la verticale *DU* sull'asse delle C. Le capacità finali $C'_{max} = OM'$ e $C''_{max} = ON'$ dei condensatori si ottengono come ascisse della ordinata comune $OW = \lambda^2_{max}$ sulle corrispondenti rette *RCM* e *SDN*.

10 - Se dai punti T e U si tirano le parallele *TP* e *UQ* rispettivamente alle due rette (λ^2, C) rappresentative dei due circuiti, cioè alla *RCM* ed alla *SDN*, tali parallele rappresentano le ordinate di un diagramma, in cui le ascisse, contate da O verso Z (sull'asse λ^2), rappresentano le graduazioni del condensatore. La graduazione O^o corrisponde al punto O od al punto Z e la graduazione massima (180° ad es.) sarà in Z oppure in O, in corrispondenza dei punti P e Q, in cui le due parallele sopraddette incontrano le verticali corrispondenti alle rispettive capacità finali.

Dalla uguaglianza e dalla disposizione simile delle figure $ACDLHMN$ e $BTUFGPQ$, si deduce che ad una stessa graduazione α_1 dei due condensatori, cui corrispondono le due capacità complessive YF e KG uguali ad RF' e SG', rispettivamente, corrisponde al stessa $\lambda^2 = LF' = HG'$ e quindi la stessa frequenza.

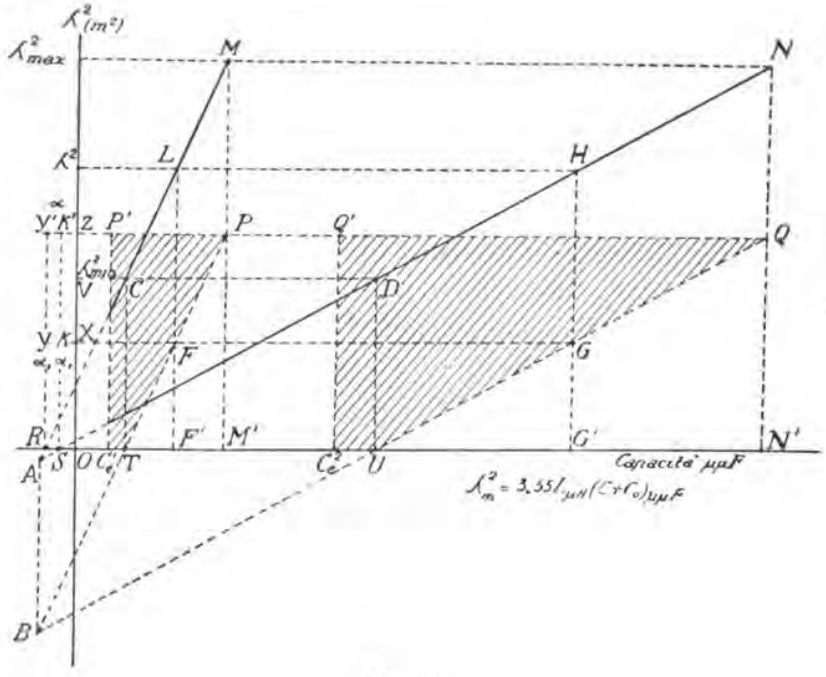


FIGURA 1.

Variando la legge $f(\alpha)$, che lega le capacità dei due condensatori all'angolo α di rotazione, varierà naturalmente la scala delle α tra OZ, ma se la scala sarà identica pei due condensatori; ciò assicurerà che ad una stessa graduazione corrispondano capacità tali da assicurare la stessa frequenza sui due circuiti.

11 - Nel caso di condensatori a V. U. F. con rotazione di 180° ed indice di variazione n, la scala delle α tra Z ed O si otterrà

scrivendo, in corrispondenza di ciascuna capacità complessiva YF oppure KG, l'angolo:

$$\alpha = \frac{180^\circ}{n-1}\left(\sqrt{\frac{YF}{RM'}} - 1\right) = \frac{180^\circ}{n-1}\left(\sqrt{\frac{KG}{SN'}} - 1\right).$$

In Z, quando F coincide con P, si ha $YF = Y'P = RM'$ e quindi $\alpha = o$. In O, quando F coincide con T, si ha $\frac{YF}{RM'} = \frac{RT}{RM'} = \frac{C_1}{C_1/n^2} = n^2$, e quindi $\alpha = 180^\circ$.

12 - Se i segmenti RC_e' e SC_e'' rappresentano le capacità $C_e' = C_o' + \gamma_1 + \varepsilon_1$ e $C_e'' = C_o'' + \gamma_2 + \varepsilon_2$ esterne ai due condensatori, le aree tratteggiate nella figura rappresentano le capacità affacciate degli stessi condensatori in corrispondenza delle varie graduazioni α. Il diagramma permette così di vedere a colpo d'occhio entro quali limiti sono contenute e possono variare tutte le varie capacità in giuoco.

LE PRESE DI TERRA[1]

SOMMARIO. — *Si precisano i fenomeni relativi alle " prese di terra „: gradienti, pericoli di infortunio.*

Vengono esposti i valori sperimentali circa la resistività del terreno, il comportamento elettrico del calcestruzzo, la resistenza presentata dai diversi tipi di elettrodi usati.

Seguono le norme generali di installazione delle " terre „, le modalità di parallelo ed i metodi di misura più raccomandabili. Si dimostra che i sostegni metallici annegati in blocchi di calcestruzzo costituiscono una discreta " terra „ anche senza essere messi a terra in modo specifico.

I risultati di due statistiche: l'una riguardante i valori di resistenza delle prese di terra in più di un migliaio di cabine, l'altra relativa al numero di " prese „ in ogni cabina, forniscono un quadro della situazione attuale.

Conclusione: si suggeriscono precisi schemi e valori consigliabili di " prese di terra „ per gli impianti elettrici.

1. - Terra.

La resistenza di una « presa di terra » è la resistenza in ohm presentata dalla massa di terreno tra il conduttore metallico collegato all'elettrodo costituente la « presa » e punti del suolo infinitamente lontani da esso.

Si può anche dire che è la resistenza di un conduttore formato dal materiale « terra », di sezione via via crescente, compreso tra la superficie metallica dell'elettrodo e punti lontani dove la sezione del conduttore « terra » è tanto grande da presentare, al limite, un incremento nullo di resistenza coll'aumentare della distanza dall'origine.

Ed ancora la resistenza di una « terra » si può definire col

---

(1) Memoria pubblicata negli Atti della 35ª Riunione annuale della A. E. I. - Perugia 1931.

rapporto $\frac{V}{I}$, essendo I la corrente che attraversa la « presa » e V la d. d. p. fra l'elettrodo ed un punto a distanza tale che, anche allontanato, provochi variazioni trascurabili di V.

Poichè gli incrementi di tensione fra l'elettrodo della « presa » ed i punti via via più lontani divengono in pratica subito assai piccoli, la V si riduce alla d. d. p. tra la « presa » e punti a pochi metri di distanza da essa.

La piccolezza degli incrementi oltre un certo limite giustifica i diversi valori assegnati alla distanza che definisce la presa di terra, valori di solito variabili fra 2 e 20 metri.

Se, come caso tipico, si considera una mezza sfera metallica affondata in un suolo omogeneo (fig. 1), la resistenza della « presa »

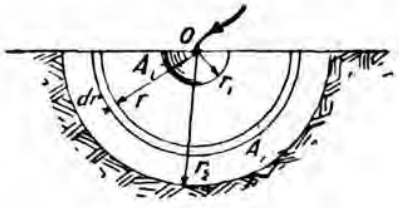


FIGURA 1.

sarà data dalla resistenza del terreno compreso tra la superficie metallica emisferica ed una superficie, pure emisferica, concentrica alla prima a distanza infinitamente grande. Mano a mano che ci si allontana dal centro O, la lunghezza del conduttore costituito dal terreno cresce da r_1 ad r_2, ma cresce anche fortemente la sezione del conduttore stesso da A_1 ad A_2.

Dopo una certa distanza dall' elettrodo, l' area presentata dal conduttore è tanto grande da rendere trascurabile l'incremento di resistenza dovuto all'aumento di raggio, e cioè all'allontanamento dalla presa.

Ciò che si dice della semisfera vale del resto per qualunque forma d'elettrodo. Si tratterà sempre di un conduttore « terra » di forma, di sezione e di lunghezza diverse, variabili e più o meno complesse.

2. - Gradiente.

Data la costituzione del terreno naturale, qualunque sia il tipo di presa adottato, è inevitabile che, tra il conduttore metallico della presa di terra ed i punti del terreno circostante, si formino differenze di potenziale al passaggio di una corrente.

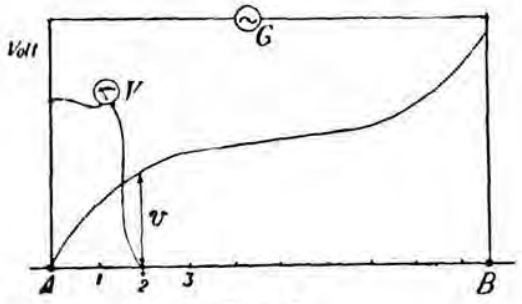


FIGURA 2.

La resistenza della « terra » è forte vicino all'elettrodo e va diminuendo coll'allontanarsi da esso. La caduta di tensione $R\,I$, che si ha quando nella resistenza R circola la corrente I, segue la stessa legge.

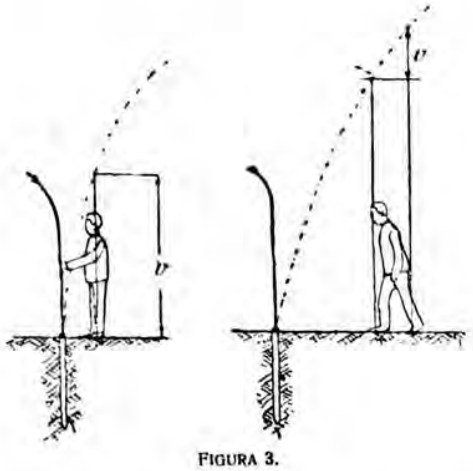


FIGURA 3.

Se alimentiamo con un generatore G le due terre A, B (fig. 2) e misuriamo con un voltmetro (meglio se elettrostatico)

le d. d. p. V tra l'elettrodo A ed i punti sempre più discosti come 1, 2, 3..., potremo costruire la curva indicata.

Si deduce da quanto ho premesso che ogni « terra » percorsa da corrente può riuscire pericolosa. Gli effetti dipendono dai valori numerici degli elementi in giuoco.

Se toccare una « presa di terra » può causare la morte, anche passeggiare nelle vicinanze dell'elettrodo può riuscire pericoloso a causa della d. d. p. v tra due punti alla distanza di un passo (fig. 3).

In generale il terreno intorno ad una « presa di terra » è bene sia considerato come pericoloso. È quindi consigliabile non disporre le « terre » su strade o passaggi frequentati, e renderle, per quanto si può, poco accessibili.

Queste le considerazioni d'ordine generale e qualitativo. In ogni caso si verrà ai numeri. Cioè entreranno in conto: il valore della resistenza della « presa », la corrente circolante probabile e tutte le condizioni fisiche speciali del luogo.

3. - Pericolo e probabilità di infortunio.

Le osservazioni svolte sul gradiente dimostrano la difficoltà e spesso la impossibilità di ottenere una sufficiente protezione alle persone mediante la messa a terra. Ciò deve costituire serio argomento di riflessione da parte dei tecnici.

Le « terre », considerate e costruite come elemento di sicurezza, possono talora essere causa grave di pericolo. Sino dal 1912 (G. Rebora: " Le « prese di terra » e la sicurezza personale „ - Congrès technique international de prévention des accidents du travail - Milano, maggio 1912) segnalavo il pericolo, ed ancora lo confermavo nel 1925 (G. Rebora: « La osservazione dei fenomeni che minacciano gli impianti elettrici » - *L'Elettrotecnica,* ottobre 1925).

Non esito ad affermare che qualche prescrizione di sicurezza può creare colla messa a terra una reale condizione di pericolo.

L'infortunio dovuto ai fenomeni di « terra » dipende, come già è stato osservato, da molti elementi. È appunto la necessaria concomitanza di un notevole numero di fattori che diminuisce la probabilità di infortunio.

Esiste prima la causa diretta (p. es. il guasto di un apparecchio, la rottura di un filo, l'arco a massa ecc.). Ma ciò spesso non basta a determinare l'infortunio. Entrano in giuoco la probabilità per le persone di trovarsi sul luogo del pericolo, la durata dello stato pericoloso che accresce la probabilità di azione sulle persone, le modalità locali, le condizioni fisiche di contatto, le disposizioni individuali.

In conclusione, diminuire la probabilità di guasto (causa prima) significa diminuire il pericolo di infortunio dovuto alle « terre ».

A tale conclusione sono venuti altri tecnici, p. es. l'ing. Schiesser *(Bulletin Ass. Suisse des Electriciens*, n. 7, 1923).

In altre parole, i pericoli delle terre saranno attenuati se costruiremo bene, largamente, in modo sicuro e solido, apparecchi, macchine, impianti.

4 - Calcolo della resistenza di " terra „.

Le formule che seguono non hanno lo scopo di condurre ad un risultato preciso, ma solo servono a chiarire meglio la entità fisica da noi elettricisti chiamata « terra » e consentono qualche previsione di massima.

Basta pensare alla variabilissima resistività del suolo ed alla sua non omogeneità per persuadersi subito del mediocre utile che ci si può aspettare da una rigida formula, nella quale non entrano nemmeno tutte le variabili fisiche presenti. Siamo in uno dei tanti casi, nei quali la difficoltà non risiede nel calcolo matematico, bensì nella conoscenza fisica degli elementi in giuoco.

Si può tuttavia pensare alla espressione algebrica della resistenza in qualcuno dei casi comuni, in cui più o meno si possono supporre elettrodi di figura geometrica definita. Si riconduce il problema al calcolo della resistenza di un conduttore di forma definita e di sezione via via crescente con legge nota.

La espressione matematica che ne risulta, sempre complessa, può essere con vantaggio semplificata nei casi applicativi.

Riporto qui il noto calcolo teorico per l' elettrodo emisferico, avvertendo che lo stesso procedimento si applica a forme geome-

triche definite, quali il cilindro, il mezzo elissoide di rivoluzione, la superficie piana ecc.

In fig. 1 l'elettrodo metallico emisferico ha un raggio r_1. Considerando i diversi strati emisferici concentrici fra r_1 ed r_2 (misure in cm), essendo ρ la resistività del terreno in Ω/cm, si può scrivere che la resistenza dello straterello di spessore dr e di raggio r è espressa da:

$$\frac{\rho}{2\pi r^2}\, dr .$$

La resistenza di tutta la massa tra r_1 ed r_2, cioè tra le superfici A_1 ed A_2 sarà:

$$\frac{\rho}{2\pi}\int_{r_1}^{r_2} \frac{dr}{r^2} = \frac{\rho}{2\pi}\left(\frac{1}{r_1} - \frac{1}{r_2}\right).$$

La resistenza R della presa (per r_2 = infinito) diviene:

$$R = \frac{\rho}{2\pi r_1} .$$

Similmente, con semplificazioni, si giunge alle formule corrispondenti agli elettrodi in forma di tubo, di piastra, di nastro.

Riassumendo: chiamando R la resistenza in ohm della presa di terra, ρ la resistività in Ω/cm del terreno ed esprimendo le misure in metri, le espressioni approssimate per le diverse forme di elettrodo che ci interessano sono le seguenti:

a) Semisfera

$$R = \frac{0{,}16\,\rho}{100\, r_1} \qquad (1)$$

r_1: raggio della sfera in metri.

b) Tubo

$$R = \frac{0{,}9\,\rho}{100\, l} \qquad (2)$$

l: lunghezza di infissione del tubo in metri.

c) Nastro (presa superficiale)

$$R = \frac{2\,\rho}{100\,l} \qquad (3)$$

l: lunghezza del nastro in metri.

Vedremo in seguito quali valori medii globali possono assumere le variabili che legano R ed l nelle formule (2) e (3).

d) Piastra

$$R = \frac{0{,}36\,\rho}{100\sqrt{s}} \qquad (4)$$

s: area della piastra in m² ($s = a \times b$)

a, b: lati della piastra rettangolare in metri.

5. - Resistività del terreno.

Ogni terreno, considerato come massa omogenea, possiede una propria resistività funzione della sua natura geologica, del suo stato fisico-chimico, della quantità d'acqua trattenuta, della temperatura.

In tutte le considerazioni teoriche si ritiene il terreno egualmente conduttivo in tutte le direzioni, perchè non ci è dato far di meglio; ma tale assunzione, per quanto inevitabile, rappresenta sempre una astrazione non rispondente alla realtà fisica.

Non va dimenticato che il terreno, materia prima nelle prese di terra, non dipende da noi, ma volta a volta ci si offre così come è colle sue qualità specifiche che ben poco si prestano ad essere modificate.

I diversi sperimentatori sono d'accordo nell'ammettere per i terreni sciolti una scala di resistività crescente: terreno argilloso, vegetale, ghiaioso.

Il peggior terreno per creare una buona presa è la ghiaia, specialmente se pulita, e la roccia compatta.

Ed ancora, siccome in pratica questi terreni non si trovano puri, ma frammisti o disposti a strati, la resistività assumerà valori diversi per ogni mescolanza e tipo di sedimentazione.

La presenza dell'acqua diminuisce la resistività.

Sarà quindi bene, dove si può, raggiungere coll'elettrodo la zona umida in permanenza. In molti casi riesce possibile far arrivare direttamente un po' d'acqua intorno all'elettrodo.

La presenza di sali diminuisce la resistività, tanto che questa proprietà si presta a migliorare le terre cattive o non abbastanza buone. Basterà aggiungere al terreno un sale: p. es. cloruro di sodio o solfato di rame. Col tempo però i sali vengono disciolti ed asportati.

Il metodo suggerito quindi, se pure è utile, è però d'effetto temporaneo, e le terre così migliorate necessitano controllo e manutenzione.

Abolito da tutti ormai l'uso del carbone attorno agli elettrodi.

Modo consigliabile per migliorare una « presa » in condizioni difficili è quello di scavare nel suolo cattivo una fossa e riempirla con buona terra.

In sostituzione del cattivo terreno naturale, si costruirà, così, una notevole massa buona conduttrice in prossimità dell'elettrodo dove la sezione del conduttore « terra » è minore.

Spesso le « terre » devono essere praticate in località rocciose, ed allora il problema muta d'aspetto. Può essere roccia nuda, oppure ricoperta da uno scarso strato di terriccio. La roccia in genere è meno conduttrice del calcestruzzo umido.

I terreni di riporto, caratteristici quelli di riempimento nelle zone cittadine, possono riserbare qualche sorpresa. In un dato terreno si incontra spesso un nucleo di qualità elettriche diversissime da quelle del materiale circostante.

Un esempio. In una cabina, due prese di terra identiche a tubo, a soli m. 5,50 di distanza l'una dall'altra, hanno rivelato valori di resistenza nel rapporto 1 : 2.

Nelle città e dove è intervenuta l'opera dell'uomo con manufatti metallici: tubi, condotte, rotaie, la resistività del terreno può apparire alterata. E di questo bisogna tener conto quando si effettuano misure di resistenza specifica in luogo, per non incorrere in apprezzamenti erronei. A parità di ogni altra condizione, la resistenza cresce:

— col diminuire della temperatura,

— col diminuire della umidità.

In inverno si è riscontrato un aumento di resistività.

Il fenomeno è connesso coll'aumento di resistività dell'acqua al diminuire della temperatura.

Il passaggio di corrente può essere in qualche caso tale da asciugare la massa del terreno, ed allora si noterà un aumento di resistenza.

Difficilmente si trovano in tali condizioni le terre di sicurezza, destinate a smaltire correnti quasi sempre limitate e sopratutto per tempi brevissimi.

Accenno infine ad un dubbio che può affacciarsi a proposito di « terre » lontane fra loro decine o centinaia di chilometri. Può darsi che due buone terre, ciascuna per sè stessa buona secondo é definita e misurata, presentino fra di loro una notevole resistenza ?

Mancano elementi per rispondere a tale domanda, ed è augurabile che qualche prova si istituisca.

Cito, come esempio di resistività di terreno, qualche misura eseguita a Milano e nei dintorni nei mesi di giugno-agosto 1931, coll'apparecchio Megger della Evershed e Vignoles di Londra.

TABELLA 1.

Località	Resistività (Ω/cm)		N. delle misure
	media	estremi	
Sesto S. Giovanni. . . .	31500	45500 ÷ 14000	8
Milano (Città degli Studi)	22500	36000 ÷ 14500	7
Milano (S. Cristoforo) . .	11800	8900 ÷ 15200	4

Tempo secco - temperatura 25° ÷ 30°.

La falda d'acqua si trova nelle diverse località a circa m. 5 - 4 - 1, rispettivamente nell'ordine della tabella 1.

Il terreno è in genere di tipo alluvionale, ghiaia, sabbia, con qualche strato argilloso.

In terreni migliori la resistività del suolo, che in media nelle mie prove ha variato tra 11.800 e 31.500 Ω/cm, può discendere a valori di 10.000 ÷ 5.000 ÷ 3.000 Ω/cm. Misure di laboratorio sui campioni di terreno hanno fornito anche valori minori.

6. - Comportamento elettrico del calcestruzzo.

La resistività del calcestruzzo impiegato nelle fondazioni e nei pali di cemento interessa le nostre considerazioni. Le misure non sono però facili, se da prove di laboratorio si vogliono dedurre conclusioni applicative. Ritengo che il problema vada ripreso in esame, non avendo per ora avuto modo di approfondirlo come avrei desiderato.

La presenza di armature metalliche nel cemento armato altera e complica la ricerca. Una stima approssimata mostra che la resistività del calcestruzzo, specie quello grossolano delle fondazioni preparato con materiale non lavato ed imbevuto sempre di umido, non è molto elevata e riesce spesso dell'ordine di quella del terreno.

Le prove iniziate furono le seguenti:

— Applicazione di 150 ÷ 250 $V \sim$ fra le facce opposte di cubi di calcestruzzo.

— Applicazione di 250 V $\sim$ tra i ferri dell'armatura interna e la superficie esterna di un tronco di palo in cemento armato centrifugato.

— Applicazione di 2.000 ÷ 3.000 V $\sim$ tra listerelle di stagnola aderenti alla superficie del palo in cem. arm. centr. e disposte ad una certa distanza fra loro.

Le prove col palo in cem. arm. centr. hanno messo in evidenza il comportamento, che potremo chiamare conduttivo, del materiale. Non si ottiene una scarica statica tra gli elettrodi superficiali, ma si osserva una corrente notevole nella massa.

Già nelle mie prove del 1913 (Atti A. E. I., 15 dicembre 1913) sulle distanze esplosive tra sbarre metalliche e muratura avevo notato che le pareti in cemento delle celle, i muri si comportavano come conduttori.

Queste osservazioni, che esperienze più esaurienti potranno completare, portano a considerare i pali in cemento armato come conduttori agli effetti della sicurezza personale.

Si noti infine che spesso le armature interne affiorano più o meno alla superficie del palo stabilendo addirittura una continuità metallica.

7. - Elettrodi usati nelle prese di terra.

Partendo dalle formule citate, era interessante controllare le « terre » reali di tipo assimilabile agli schemi teorici in diversi terreni medii, nella speranza di ricavare qualche dato di orientamento. Naturalmente il risultato, dato anche che il fenomeno segua la legge stabilita, sarà sempre affetto dalla resistività variabile del terreno.

Gli elettrodi usati in pratica si possono raggruppare nei tipi seguenti:

a) Piastra.

Una piastra metallica è sotterrata a diverse profondità.

— Materiale: rame, zinco, ferro zincato o piombato.

— Profondità: $1 \div 4$ metri.

— Area della piastra: $0{,}2 \div 1$ m^2.

— Spessore della piastra: $1 \div 3$ mm per il rame; $3 \div 5$ mm per lo zinco; $1{,}5 \div 3$ mm per il ferro zincato.

È questo un tipo di elettrodo ribelle al calcolo. La variabilità delle condizioni del suolo maschera completamente l'effetto del fattore area s della piastra.

Misure dirette su « terre » a piastra hanno dato i valori della tabella 2, dai quali non si può ricavare una legge.

TABELLA 2.

Area della piastra s m^2	Resistenza della presa Ω
0,16 ÷ 0,2	25-17,5
0,5	44-25-15-12
1	31-20

L'elettrodo a *piastra* appartiene ai tipi antiquati ed è ormai abbandonato per diverse ragioni.

b) Tubo.

Un tubo è infisso nel terreno per una lunghezza di l metri.

— Materiale: ferro zincato, ferro.

— Lunghezza: 2 ÷ 10 metri.

— Diametro: 20 ÷ 100 mm.

La presa in tubo è pratica, robusta, di facile controllo. Il diametro è piuttosto fissato da considerazioni esecutive di infissione.

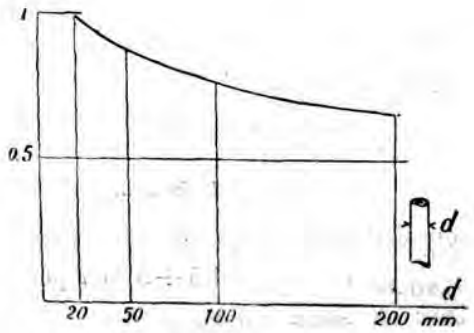


FIGURA 4.

L'effetto del diametro nella resistenza della presa di terra è lieve. La fig. 4 mostra un diagramma medio desunto da molte esperienze abbastanza concordanti fra loro.

Assegnando al tubo di 20 mm di diametro il valore di resistenza *1*, al tubo di 200 mm competerà un valore di circa il 30 per cento inferiore.

Da numerosi casi sperimentati ho dedotto il diagramma della fig. 5, disponendo la resistenza delle « terre » in ohm in funzione del rapporto $\frac{1}{l}$ (reciproca della lunghezza del tubo infisso in terreno naturale).

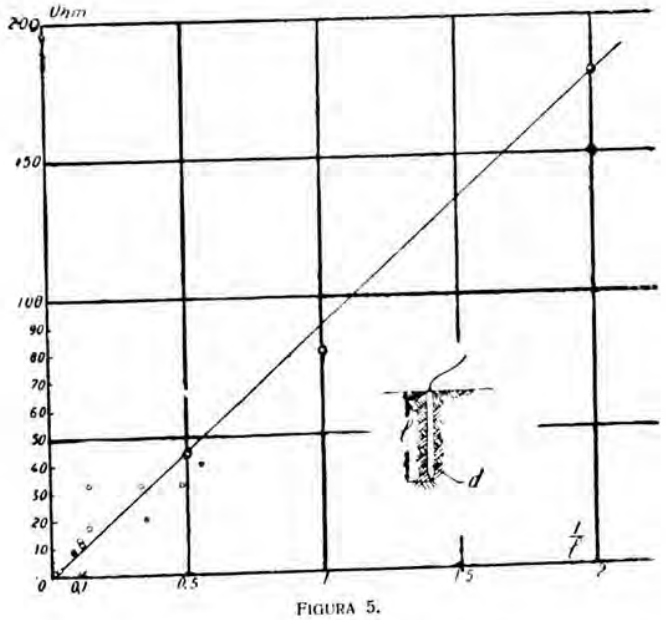


FIGURA 5.

In via di massima si deve ritenere che i diametri compresi tra *18* e *265* mm danno tenui variazioni.

La tabella 3 e la fig. 5 registrano alcuni rilievi sperimentali relativi a « terre » in tubo in terreno naturale. La tabella 4 fornisce dati analoghi per « terre » con aggiunta di sali.

Dal grafico, per terreno naturale, si ricava:

$$R = \frac{90}{l} \qquad (5)$$

Valori estremi $R = \frac{60 \div 130}{l}$

R: resistenza in ohm.

l: lunghezza di infissione del tubo in metri.

L'aggiunta di sali porta in media a dimezzare circa la resistenza della presa.

TABELLA 3.

Prese di terra in tubo (terreno naturale).

Diametro tubo d mm.	Lunghezza infissione l metri	Resistenza della presa R Ohm	*Osservazioni*
25	0,20	300	—
18	0,25	250	—
15 ÷ 18	0,50	260	media di 8 terre
25	0,50	180 ÷ 150	—
26	1	80	—
27	1,1	60	media di 8 terre
27	1,8	40	media di 4 terre
26	2	44	—
33	2,1	32	media
165	2,9	20	media di 10 terre
12 ÷ 80	3	33	media
60	7	33 ÷ 17,5	—
265	9	11,7	—
100	10	13,2	media di 2 terre
50	13	7,6	—
150	32	2,53	—
120	100	1,05	—

TABELLA 4.

Prese di terra in tubo (con aggiunta di sali).

Diametro tubo d mm.	Lunghezza infissione l metri	Resistenza della presa R Ohm	*Osservazioni*
18	0,25	160	—
27	3	15,5	media di 100 terre

Per terreno con aggiunta di sali si ricava circa

$$R = \frac{45}{l} \qquad (6)$$

c) Nastro (presa superficiale).

Un nastro metallico, una treccia, o un fascio di fili disposti in parellelo sono interrati orizzontalmente a piccola profondità nel suolo, con lungo sviluppo planimetrico.

— Materiale: nastro di ferro zincato, corda di rame, fili di rame in parallelo.

— Sezione: nastro $1 \times 20 \div 2 \times 40$ mm; oppure $5 \div 6$ fili $40/_{10} \div 50/_{10}$ in parallelo.

— Lunghezza (ordinaria): $10 \div 30$ metri.

— Profondità nel suolo: $0{,}25 \div 0{,}50$ metri.

La tabella 5 dà i risultati ottenuti.

TABELLA 5.

Lunghezza del nastro m.. .	5	10	15	20	25	30	40	50	100
Resistenza della presa Ohm.	48	22	15	12	7,5	7	5	4,5	3

La figura 6 mette in evidenza la relazione tra lunghezza $\left(\frac{1}{l}\right)$ e resistenza.

È questo un tipo di presa consigliabile in terreni difficili e rocciosi.

d) Condotta metallica d'acqua.

Una condotta metallica d'acqua interrata costituisce una presa di terra. Il valore della sua resistenza anche per una rete di tubi abbastanza estesa non è sempre un dato prevedibile, e ciò specialmente a causa dei giunti (mastici, stoppa, guarnizioni). A se-

conda del punto di misura si possono trovare valori notevolmente diversi. Per es. a Milano n. 8 misure effettuate nei fabbricati del Politecnico hanno dato resistenze tra 0,5 e 8 ohm, con una media di 2,6 ohm. Misure effettuate in una stazione di sollevamento di acqua potabile ha indicato valori 0,92 ÷ 1,45 Ω. Altri autori hanno trovato in altre città valori di 0,5 ÷ 0,1 ohm.

Tutti i regolamenti escludono l'adozione delle tubazioni di gas come prese di terra.

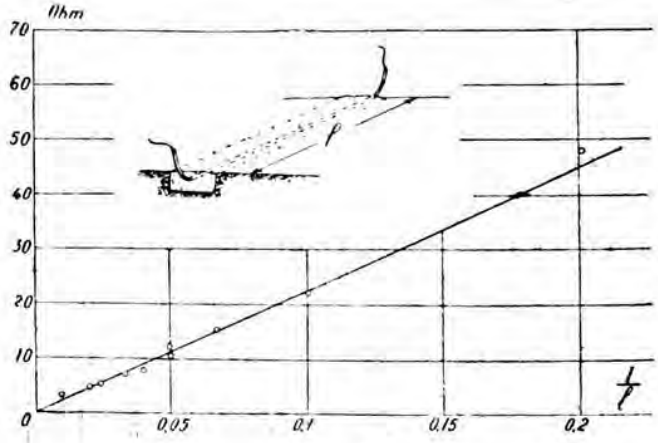


FIGURA 6.

e) Binari di ferrovie e tramvie.

I binari costituiscono una presa di terra di tipo superficiale a grande sviluppo.

Va però osservato che il comportamento elettrico dei binari varia colla installazione e l'armamento.

E precisamente i binari di città con traverse metalliche, bene incassati nel suolo, dànno resistenza di terra assai minore di quella presentata dai binari di ferrovie o tramvie in sede propria dove la rotaia appoggia su traverse di legno ed il tutto riposa sopra uno strato di ghiaia pulita che in certa misura isola il sistema. La tabella 6 indica qualche numero per binari di sistemi elettrificati, connessi con giunti ben fatti.

TABELLA 6.

	Resistenza Ohm
Binario tram cittadino	0,75
Binario ferroviario	6,8
Binario tram sede propria	5,5

f) Armatura di cavi elettrici.

Il piombo dei cavi elettrici per distribuzione di energia può servire di presa generale di terra e parecchie reti l'hanno usato. Il valore riscontrato della resistenza è dell'ordine il 1 ÷ 3 ohm. Va però esaminato il modo di posa del cavo ed il suo contatto col terreno.

8. - Norme generali di installazione.

Qualunque sia il tipo di presa, è ormai pacifico che sulla bontà della « terra » non ha effetto la qualità del metallo di cui è fatto l'elettrodo. Il ferro, il ferro zincato o piombato, lo zinco, il rame si prestano egualmente bene.

La natura del metallo va piuttosto studiata riguardo alla conservazione, alla modalità di posa ed al costo.

Dal punto di vista costruttivo devono essere soddisfatte le seguenti condizioni:

1°) la « presa » deve presentare valore basso di resistenza;

2°) l'elettrodo non deve alterarsi o distruggersi col tempo;

3°) la connessione tra elettrodo sotterrato e conduttore di terra deve essere garantita ed ispezionabile;

4°) la « presa » di terra deve offrire, in parecchie applicazioni, la minima impedenza ai fenomeni transitorii;

5°) la posa deve essere spedita e sicura;

6°) il costo deve riuscire minore possibile sempre però avendo presente il requisito primo: « buona presa di terra »;

7°) la soluzione scelta deve adattarsi alle condizioni locali del terreno.

Il terreno deve essere possibilmente umido per garantire una sufficiente conduttività.

Abbandonato ormai da tutti l'impiego di carbone attorno all'elettrodo, dimostratosi inutile. Il cloruro di sodio o il solfato di rame diminuiscono fortemente la resistenza della presa di terra; ma si può temere che col tempo i sali siano asportati dalle piogge, quindi la « terra » è soggetta a peggiorarsi. È necessario dunque in questi casi un controllo periodico ed una manutenzione conveniente.

Secondo il Towne *(Gen. El. Rev.*, nov. 1928), le « terre » in tubo si comportano in modo speciale sotto l'effetto degli impulsi proprii dei fenomeni transitorii. La terra in questo caso si comporterebbe come se avesse una resistenza minore di quella misurata con correnti usuali.

9. - Metodi di misura delle prese di terra.

Fra i metodi più noti e raccomandabili scelgo i seguenti due.

1°) *Metodo delle tre terre.*

Per misurare una « terra » se ne fanno altre due provvisorie. Basta la infissione rapida di due paletti in ferro in modo che le tre terre risultino distanti $5 \div 10$ metri fra loro.

Si alimentano due a due con corrente alternata; la resistenza di ogni coppia di « terre » è data dal rapporto $\frac{V}{I}$ misurato con voltmetro ed amperometro. Si ottengono tre equazioni con tre incognite (le tre terre). I valori A, B, C si possono ricavare anche operando con speciali ohmmetri.

A: resistenza tra la « terra » in esame ed una delle ausiliarie.

B: resistenza tra la « terra » in esame e l'altra delle ausiliarie.

C: resistenza tra le due ausiliarie.

x: resistenza della terra da misurare:

$$x = \frac{A + B - C}{2} .$$

2°) *Metodo dell'ohmmetro.*

S'impiegano misuratori speciali portatili che il mercato oggi fornisce in tipi praticissimi e d'uso spedito, preciso ed assai raccomandabile.

L'apparecchio contiene il generatore elettrico e lo strumento di misura.

La misura di una « terra » si effettua praticando due terre ausiliarie mediante picchetti di ferro.

Ogni apparecchio del genere è corredato da istruzioni per l'uso. Alla diffusione di tali strumenti è affidata la migliore conoscenza della resistività del suolo ed il controllo delle prese di terra dei nostri impianti.

Qualcuno degli apparecchi oggi costruiti è predisposto per la rapida misura della resistività del suolo.

In tutte queste misure bisogna vegliare nella posa delle terre ausiliarie poichè, specie nelle città, il suolo all'insaputa dell'operatore può essere attraversato da condutture metalliche o comunque alterato fortemente nelle sue qualità elettriche, e può condurre talvolta ad errori gravi e ad apprezzamenti erronei.

10. - Conduttori di terra.

Nei locali adibiti a servizi elettrici, ogni singola connessione tra la parte che si vuol mettere a terra e la presa di terra deve essere il più possibile diretta e, se del caso, multipla, nell'intento di evitare il pericolo di una interruzione.

Il collegamento è formato da conduttori di rame (fili, corde, piattine) o da conduttori di ferro o ferro zincato o piombato (tondino, nastro).

Le dimensioni consentite dai diversi regolamenti sono le seguenti.

TABELLA 7.

Materiale	Ferro	Rame
Sezione: massima . . . . . mm²	100	50
minima . . . . . »	35	8 ÷ 25

Le ferrovie elettriche adottano anche sezioni di rame di 80 ÷ 500 mm².

Le Norme A. E. I. 1930 prescrivono 25 mm² (rame). Notoriamente moltissimi impianti (piccole cabine) sono equipaggiate con filo di terra di 3 ÷ 5 mm². Valori certo scarsi.

Nelle prove sull'alta tensione si connettono d'abitudine le masse ed i punti dei circuiti che devono comunicare colla terra con filo di rame di 5/10 mm. Ma in tali casi si cerca di premunirsi specialmente dagli effetti statici. Certo, simile connessione riuscirebbe inadeguata se nel sistema venisse a stabilirsi una corrente di qualche entità.

11. - Effetto della distanza tra due prese di terra vicine.

L'esperienza mostra che, nella maggior parte dei casi, la resistenza tra due prese di terra vicine cresce in modo apprezzabile se si allontanano fino a 2 ÷ 3 m l'una dall'altra. Più oltre, il valore si mantiene quasi costante.

Avvicinando eccessivamente due prese, si fa opera vana, perchè l'effetto è equivalente a quello di una presa. Infatti, due elettrodi assai vicini tra loro formano un elettrodo unico agli effetti della resistenza della « terra » così come è stata definita. Il valore di 2 ÷ 3 m è però un minimo.

Più prudentemente, due prese si possono considerare indipendenti oltre gli 8 ÷ 10 m di distanza.

Questi numeri acquistano una consistenza fisica evidente esaminando il diagramma delle d. d. p. tra una presa di terra ed i punti mano a mano allontanantisi (figg. 2 e 8).

In molti casi la indipendenza di due terre si verifica a distanza ancora maggiore: $40 \div 100$ metri, ma la assunzione di valori inferiori non porta a grave errore a causa del lento incremento del gradiente.

12. - Connessione in parallelo delle prese di terra.

In ogni località, fatta una presa nel migliore modo possibile, si giunge ad un dato valore di resistenza.

Per diminuire questa resistenza non resta che mettere in parallelo diverse prese di terra sufficientemente distanti l'una dall'altra come ho detto. Risulta qui evidente che, se gli elettrodi sono troppo vicini, essi equivalgono quasi ad un solo elettrodo ed il loro accoppiamento in parallelo non porta alcun vantaggio apprezzabile.

La resistenza risultante R di n « terre », rispettivamente di resistenza r_1, r_2, $r_3 \ldots r_n$, è:

$$R = \frac{1}{\sum_1^n \frac{1}{r}} .$$

Anche qui si vede una nuova limitazione nelle possibilità offerte.

Due terre eguali in parallelo riducono ad 1/2 la resistenza, tre terre ad 1/3 e così di seguito.

Esaminando i valori decrescenti di R col crescere del numero delle « terre » in parallelo, si vede facilmente che il vantaggio dei paralleli si riduce assai dopo $4 \div 6$ « terre ».

Tutte le esperienze, cogli scarti pratici inevitabili, confermano la previsione algebrica.

13. - Sostegni in ferro e fondazioni in calcestruzzo.

Tutti i regolamenti prescrivono la messa a terra del palo in ferro, quando sia fissato in blocco di fondazione.

La fig. 7 mostra i diversi tipi di pali con e senza presa di terra. [*M*, tubo - *T*, traliccio - *C*, cemento armato].

Secondo le norme americane, per i grandi sostegni a quattro piedi interrati, senza calcestruzzo, non si richiedono messe a terra speciali. Si deve invece provvedere ad una « terra » per ogni montante se questi sono fissati in blocchi di calcestruzzo.

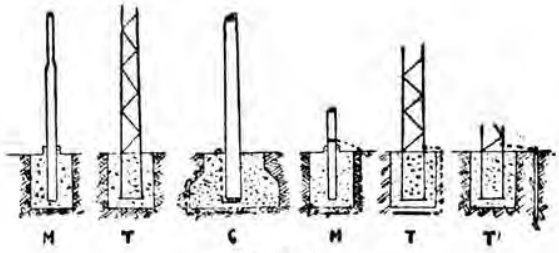


FIGURA 7.

Anche in Europa il sostegno in ferro con fondazione in calcestruzzo è considerato a « terra » solo quando venga sistemata una apposita presa di terra esterna collegata metallicamente al palo. Senonchè è bene richiamare l'attenzione sopra un fatto che nessuno, per quanto mi consta, ha ancora sin qui segnalato.

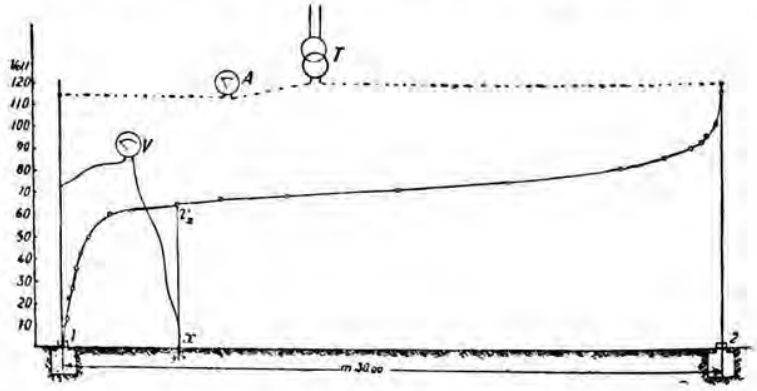


FIGURA 8.

Misurata la resistenza di terra di un sostegno metallico, traliccio, o tubo annegato completamente nel calcestruzzo, si trova un valore dell'ordine delle ordinarie mediocri « terre ».

Tale osservazione fatta sino dal 1912 (vedi Rebora, Memoria citata) venne ora confermata in una nuova serie di prove con blocchi di calcestruzzo fra 0,2 e 15 m^3 aventi un'area di contatto esterno col terreno circostante compresa tra 1,5 e 30 m^2 circa.

La fig. 8 chiarisce uno dei dispositivi di prova usati (corrente alternata, amperometro, voltmetro elettrostatico) e mette in evidenza la curva dei gradienti. Altre prove vennero basate sull'impiego di apparecchi speciali misura-terre.

In nessuno dei casi sperimentati (tabella 8) il ferro, o traliccio, sporgeva dalla fondazione, ma tutti erano annegati in essa.

Prendendo in esame i blocchi normali (tabella 8) tra 2,15 e 14,5 m^3, in terreno di pianura medio, essi hanno rivelato resistenza tra 10 e 83 ohm, con una media di 40 ohm.

TABELLA 8.

Sostegni ferro - Fondazione calcestruzzo senza presa di terra.

Volume fondaz. m^3	Area contatto col suolo m^2	Resistenza Ohm	Tipo sostegno	*Osservazioni*
0,2	1,5	80 ÷ 350	M	Prova su n. 5 sostegni
0,65	4,7	15 ÷ 25	—	Palo Bates presso binario tram cittadino.
2,15	8,6	60	T	
2,15	8,6	55	T	
2,15	8,6	47	T	
2,15	8,6	39	M	
2	9,25	28	M	
2,3	10,25	18	M	
5	14	83	M	
5	14	31	M	
5	14	26,5	M	
5,2	15,5	10	T	
13	27	13,8	T	
14,5	29,5	65	T	
14,5	29,5	57	T	

T : palo a traliccio; M : palo tubulare Mannesmann.

La tabella 9 raccoglie dati di resistenza per fondazioni in calcestruzzo munite di regolare presa di terra.

TABELLA 9.

Sostegni ferro - Fondazione calcestruzzo con presa di terra.

Volume fondazione m^3	Area contatto col suolo m^2	Resistenza Ohm	Tipo sostegno
13,5	13	17,5	T
10	26	25	T
10	26	23	T
13,5	27,5	9	T
14,5	29,2	55	T

Da questa ricerca appare che un sostegno metallico senza presa di terra può offrire una resistenza minore di altro messo a terra con piastra o tubo.

Un esempio caratteristico è il seguente:

Resistenza del traliccio (esclusa la presa di terra) . 65 ohm
» della presa . . . . . 110 »
» del complesso (sostegno + presa di terra) 55 »

La presa di terra non ha modificato praticamente le condizioni.

La constatazione è degna di rilievo, poichè finora si era, per abitudine, portati a considerare il sostegno senza presa di terra ed il sostegno con presa come due schemi ben distinti agli effetti del comportamento elettrico e della sicurezza personale. L'esperienza dimostra che in generale così non è.

Ognuno vede la importanza della cosa nei riguardi tecnici e giuridici, poichè le prove ci insegnano che un sostegno metallico regolarmente messo a terra può offrire una resistenza maggiore di uno senza alcun dispositivo specifico di collegamento elettrico col suolo.

14. - Permanenza della resistenza di "terra„.

La misura della resistenza di terra è fatta con correnti tenui che di solito poco alterano il comportamento fisico della « presa ». Ci

si può domandare quale variazione può subire una « terra » al passaggio di intense correnti. Sarà quindi necessario studiare la attitudine della « presa » a smaltire forti intensità in funzione del tempo.

Un ampio studio in argomento è stato fatto dall' ingegnere M. Schiesser (*Bulletin Ass. Suisse des Electriciens*, n. 8, 1923). Non è facile però dedurre regole sicure ed applicabili nella maggior parte dei casi.

Conviene in ogni modo dare agli elettrodi sezioni, aree di contatto, dimensioni generali per quanto è possibile abbondanti.

Gli effetti sulle « terre » inerenti a forti correnti non interessano quando si tratti di fenomeni statici e con piccolissime intensità in gioco.

15. - Resistenza di " terra „ di una palificazione con conduttore di " terra „.

Per illustrare il fatto cito un esempio caratteristico:

Lunghezza totale della linea	km	243
Con pali in cemento armato centrifugato	»	72,8
Con pali in ferro	»	170,2

Ciascun palo è messo a terra mediante due tubi in ferro lunghi m. 1,80 diametro mm. 50 Tutti i pali sono collegati in testa fra loro da due conduttori di acciaio zincato, ciascuno di 70 mm^2 di sezione.

La resistenza dei due conduttori di terra in parallelo è di 1,2 ohm per km.

Le resistenze delle singole prese di terra variano assai fra loro (1 ÷ 100 ohm). V. C. Palestrino, *L'energia elettrica*, marzo 1930).

È interessante esaminare le resistenze di terra recentemente misurate in diversi punti del sistema e precisamente ai due capi estremi dalla linea ed in quattro località intermedie.

I valori raccolti nella tabella 10 rappresentano la resistenza complessa risultante in ogni punto, costituita dalle « terre » di tutti pali e dalle connessioni in corda d'acciaio colleganti i sostegni.

La fig. 9 è la traduzione della tabella 10. I numeri confermano le previsioni teoriche.

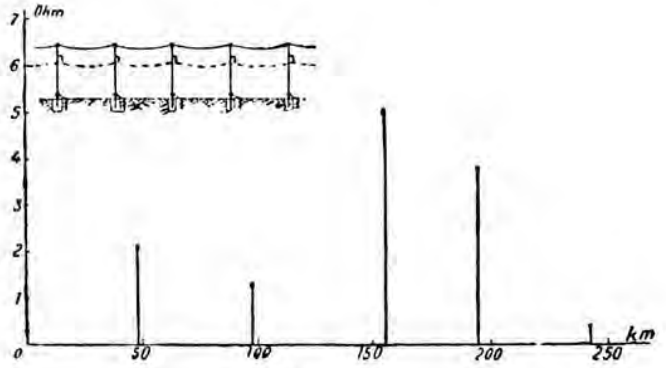


FIGURA 9.

TABELLA 10.

Distanza progressiva km	Resistenza di « terra » Ohm
0	0,3
48,17	2,1
97,499	1,3
154,576	5
194,628	2,2 ÷ 3,8
242,548	0,4

I sostegni delle linee di contatto delle FF. SS. sono connessi al binario e riuniti fra loro da un conduttore di « terra ». Non ho misure in proposito.

16. - Le " terre „ degli impianti.

Nel 1912, a Milano, in occasione del « Congresso Tecnico Internazionale per la prevenzione degli infortuni », a proposito di « terre » segnalavo lo stato di cose d'allora, dicendo:

« Tutti quelli che si occupano d'impianti elettrici eseguiscono « prese di terra », ma quasi nessuno si rende conto del

valore che la presa di terra ha, sia per sè stessa, sia in relazione all'ufficio che essa è chiamata a compiere. Ciascuno si accontenta che la « terra » ci sia ».

Per quanto si debba riconoscere che a 20 anni di distanza le condizioni sono migliorate per merito dei tecnici delle nostre Aziende elettriche, tuttavia approfitto qui dell'occasione per rinnovare la raccomandazione: non basta fare una « terra », essa deve anche venire misurata. Altrimenti la parola « terra » diventa vuota di senso, si presta a ragionamenti errati e può dar luogo a sorprese spiacevoli.

Debbo riconoscere che per il passato i dispositivi di misura adatti alla determinazione della resistenza di una « terra » non erano nè comodi, nè alla portata di tutti.

Oggi si hanno invece apparecchi spediti e sufficientemente esatti. Non ci resta che usarli.

Per conto mio, alle prove sistematiche del 1912 (vedi Memoria citata) ho fatto seguire molte constatazioni sperimentali su « terre » e recentemente ho aggiornato le mie indagini con nuovi accertamenti.

All'infuori di ogni considerazione teorica, mi sono domandato quali valori si possano attribuire alle « terre » che a migliaia si trovano disseminate nei nostri impianti. In altri termini ho creduto utile una statistica delle « terre » esistenti così come esse sono. La prima difficoltà che si incontra in una ricerca di questo genere risiede nel fatto che la maggior parte delle « terre » non è mai stata misurata.

Grazie alla premura di molti fra i colleghi dirigenti imprese elettriche, ho potuto tuttavia radunare utili informazioni (1).

Non sto a riportare il materiale adunato, ma dal complesso dei dati singoli nuovi e vecchi a mia disposizione ricavo qualche numero conclusivo atto a lumeggiare la situazione.

---

(1) Ringrazio vivamente i colleghi cortesi delle aziende che hanno voluto rispondere al mio questionario collaborando così in modo efficace: Adriatica; Azienda Elettrica Municipale di Milano; Edison; Elettrica Bresciana; S. I. P.; Brioschi; Ligure Toscana; Meridionale di Elettricità; Unione Esercizi Elettrici; Ferrovie dello Stato; Ferrovie Nord Milano; Banfi; Idroelettrica Ligure; Piemonte Orientale; Bergamasca.

Lo specchietto riassuntivo della tabella 11 mette in chiaro la situazione. Prese in esame circa un migliaio di « terre », risulta che nei nostri impianti la parola « terra » corrisponde a resistenze variabili tra 0,3 e 400 ohm, con una media pesata di 75 ÷ 80 ohm.

TABELLA 11.

Resistenza " terre „ di cabine.

Località	Terre misurate N.	Resistenza di terra Ohm		*Osservazioni*
		valore medio	valori estremi	
Pianura	576	82	7 ÷ 300	Terre di massa e scaricatori BT
Pianura e montagna	19	48	9 ÷ 155	Terre degli scaricatori AT
	90	67	1,5 ÷ 250	Terre di massa
	6	86	12 ÷ 190	Terre degli scaricatori BT
	15	100	4 ÷ 250	Terre del neutro BT
Pianura e montagna	17	40	3 ÷ 132	Terre di massa
	21	46	2 ÷ 180	Terre degli scaricatori AT e BT
	3	80	45 ÷ 150	Terre dei telefoni, scaricatori e masse
Montagna	15	200	20 ÷ 400	Terre di cabine
Pianura prossimità mare	6	1,5	1 ÷ 2	Terre generali di grandi cabine e centrali
Pianura e fondo valle	—	—	0,3 ÷ 4	Id. id.
America	100	200	—	Terre vecchio tipo a piastre
(*Gen. El. Rev.* 1915)	250	16	—	Terre a tubo

17. - Connessioni a terra nelle cabine.

Per una visione generale è utile indicare in modo sistematico tutti i punti che in una cabina possono essere collegati a terra. L'elenco che segue e la fig. 10 contemplano quindi tutte le

ordinarie possibilità. Non è detto che ognuna delle connessioni segnate si ritrovi in ogni cabina: anzi nella maggior parte dei casi i punti da unirsi alla terra si riducono a ben pochi.

Identificati i singoli elementi, si può poi esaminare se sia necessaria una presa di terra distinta per ciascuno o se due, o più, o tutti, possono mettere capo ad una presa unica.

Elenchiamo le terre che ordinariamente possono essere richieste (fig. 10):

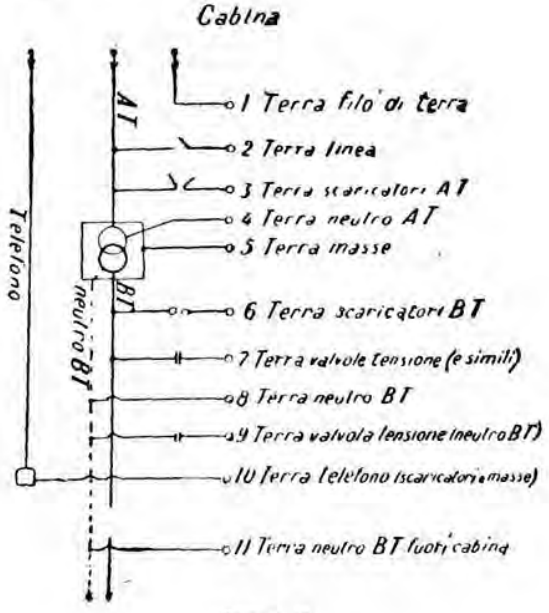


FIGURA 10.

1) *Terra filo di terra.* - Connessione a terra del conduttore di terra teso sui pali della linea.

2) *Terra linea.* - Connessione a terra occasionale della linea fuori servizio quando si eseguiscono riparazioni.

3) *Terra scaricatori A. T.* - Connessione a terra degli scaricatori A. T. quando ancora esistono. Possono appartenere a più di un sistema. Per es. quando nella stessa cabina si trasforma da 60 kV a 10 kV e da 10 kV a 250 V.

4) *Terra neutro A. T.* - Connessione a terra diretta o no, adottata in alcune cabine ad altissima tensione.

5) *Terra masse.* - Collegamenti a terra delle parti metalliche che eventualmente possono divenire pericolose: casse di trasformatori, interruttori, telai di quadri, manovre, muffole, armature di cavi, chiusure, ripari ecc.

6) *Terra scaricatori B. T.* - Collegamento a terra degli scaricatori B. T. Talora i circuiti secondari possono essere più di uno a tensione diversa.

7) *Terre valvole tensione e simili.* - Si tratta delle cosidette valvole di tensione sui circuiti di B. T. costituite da un piccolissimo intervallo d'aria facilmente superabile da una tensione un po' più elevata della normale. La scarica dovrebbe mettere in comunicazione il punto da proteggere colla terra. Assimilabili ad esse, come funzione e carattere, sono i dispositivi automatici di messa a terra tipo Arcioni ed analoghi.

8) *Terra neutro B. T.* - Messa a terra permanente, in cabina, del neutro del circuito a B. T. che alimenta direttamente la rete di distribuzione.

9) *Terra valvola tensione (neutro B. T.).* - È la messa a terra automatica del neutro B. T. attraverso una valvola di tensione quando esso è, in via ordinaria, isolato.

10) *Terra telefono (scaricatori e masse).* - Collegamento a terra degli scaricatori e dei dispositivi di sicurezza del telefono.

11) *Terra neutro B. T. fuori cabina* - Messa a terra del neutro B. T. in più punti della rete di distribuzione a B. T.

Ho ritenuto conveniente constatare lo stato di fatto di molte cabine italiane nei riguardi del numero delle messe a terra in ciascuna e dei punti che ad esse fanno capo. Le domande che spesso si ricevono sono: Si deve fare una terra unica? Ogni punto messo a terra deve avere una sua speciale « presa » separata dalle altre?

Premetto che per terre separate intendo « prese » qualunque sia il loro tipo, più o meno distanti l'una dall'altra per quanto lo permettono le condizioni locali e l'opportunità. Il risultato obbiettivo statistico di quanto esiste si può esprimere nei seguenti casi, ciascuno rappresentante un tipo di cabina:

A) Una terra separata per ogni scopo: Scaricatori A. T., B. T., telefono, neutro, masse, ecc.

B) Una terra unica per tutti gli scopi.

C) Una terra per scaricatori A. T. - Una terra per scaricatori B. T. e valvole di tensione. - Una terra per le masse.

D) Una terra per scaricatori B. T. e valvole di tensione. - Una terra per le masse.

E) Una terra per scaricatori B. T., masse e neutro B. T. (manca lo scaricatore ad A. T. e quindi la necessità della sua terra).

F) Una terra per scaricatori A. T. - Una terra per masse e valvole di tensione. - Neutro B. T. isolato provvisto di valvole di tensione.

G) Una terra per masse e valvole di tensione.

H) Una terra per valvole di tensione e protezioni di scopo analogo. - Una terra per masse.

Le Norme A. E. I. 1930, prescrivono:

— Una terra per scaricatori A. T.

— Una terra per tutto il resto (masse, scaricatori B. T., neutro B. T., valvole di tensione, ecc.).

Le disposizioni adottate, come si vede, non sono uniformi e, per di più, spesso non in armonia colle Norme. Aggiungo ancora che non è raro il caso di trovare concetti di installazione diversi in cabine della stessa società distributrice.

18. - Orientamenti e consigli.

A) Grandi cabine. - Centrali.

Secondo alcuni, il valore della « terra » generale deve essere possibilmente inferiore ad 1 ohm. In pratica, in terreno favorevole si ottiene talora anche 0,3 ÷ 0,5 ohm con un adeguato numero di prese ben fatte messe in parallelo.

Il limite di 1 ohm è indicato da Lewis (*Gen. El. Rev.*, maggio, 1926). Le norme americane prescrivono 3 ohm al più.

In molti dei nostri grandi impianti il limite di 2 ÷ 3 ohm è rispettato e si scende spesso a 1 ÷ 2 ohm.

B) Piccole e medie cabine di distribuzione.

Abbiamo visto i valori esistenti.

La prescrizione di 5 ohm suggerita da Lewis è assai lontana dai valori che figurano nella statistica che ha rivelato la realtà della situazione. Occorre quasi dovunque rivedere e migliorare le « terre ».

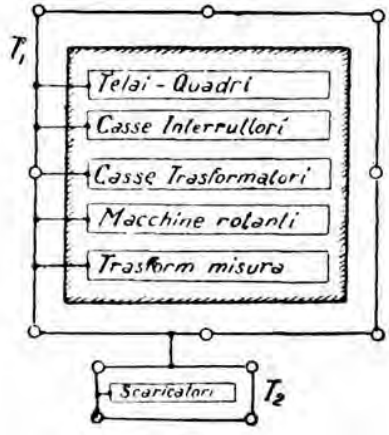


FIGURA 11.

C) Schema consigliabile.

La pratica nostra delle ultime costruzioni importanti coincide con quella americana (Lewis, loc. cit.) e schematicamente si può rappresentare colla fig. 11.

1) Costituzione di una terra ottima T_1 formata da sufficienti prese di terra in parallelo.

Valore di questa terra $<$ 1 ohm.

2) Costituzione di una terra separata per gli scaricatori A. T. (se ci sono) formata alla sua volta da parecchie prese in parallelo, collegate direttamente e nel modo più breve e rettilineo allo scaricatore.

3) Connessione dei sistemi T_1 e T_2.

4) Ogni apparecchio o gruppo di apparecchi analoghi da mettersi a terra, come ad es. casse interruttori, casse trasformatori, carcasse macchine rotanti, ecc., dovrà essere collegato direttamente e separatamente alla terra T_1.

Questa prescrizione di collegamento separato per ogni gruppo di apparecchi e per ogni piano se la cabina è a diversi piani, potrà sollevare la obbiezione che in ultima analisi tutti i punti fanno capo alla stessa terra generale $T_1 + T_2$. Se la cosa è vera dal punto di vista schematico, così non è in realtà a causa dei transitorii, quando i fenomeni si svolgono seguendo leggi che si allontanano dalla semplice legge di Ohm.

Mi richiamo, a tale riguardo, alle constatazioni ed ai rilievi fatti nel 1925 (G. Rebora: « La osservazione dei fenomeni che minacciano gli impianti elettrici », *L'Elettrotecnica*, ottobre 1925).

D) Terra del neutro B. T.

Fra le « terre » ce n'è una di speciale importanza: quella del neutro B. T. (rete di distribuzione).

Purtroppo il problema non ha avuto ancora una soluzione sicura e soddisfacente.

L'ing. Fracanzani (*L'energia Elettrica*, giugno 1928) propone:

— neutro B. T. non a terra in cabina;

— messa a terra del neutro in due o più punti a 30 ÷ 50 m dalla cabina ed oltre.

L'ing. V. Barassi (*Elettricità*, 18 gennaio, 1912) proponeva:

— Una terra (alla cabina) alla quale connettere scaricatori A. T. e, masse;

— Una terra, lontana dalla cabina e presso la rete di distribuzione, alla quale unire scaricatori B. T. e dispositivi di sicurezza contro le sopraelevazioni di tensione. Una vera linea di terra, tesata sulla palificazione a bassa tensione, connette i punti indicati colla terra lontana dalla cabina.

— Alcuni impianti tengono isolato il neutro B. T. e lo muniscono di sistemi automatici di messa a terra in caso di pericolo.

Recentemente un rapporto dei sigg. Ehrenburg e Van Staveren (Conférence Int. des Grands Réseaux, Paris, 1931), esaminati gli inconvenienti della messa a terra del neutro B. T. (rete di distribuzione), conclude proponendo relais ed automatismi, soluzione questa tentata già parecchie volte con scarso successo e per mio conto di assai dubbio risultato.

19. - Conclusione.

Segnalo le seguenti direttive:

— Terre ottime — Terra per scaricatori A. T. separata dalla terra per il resto dei servizi. — Riunione dei due sistemi di terra. — Connessioni dirette così come fu specificato.

Per il neutro, tra le soluzioni dell'isolamento e della messa a terra in cabina e nella rete, non si vede una chiara via da seguire.

Un ultimo suggerimento.

Tutti sono persuasi che la comunicazione di un circuito elettrico colla terra crea in generale condizioni anormali e quasi sempre pericolose per le persone, gli animali in genere ed anche per le cose. Tutti sanno che i valori assoluti del fenomeno, cioè il *pericolo* dipendono in gran parte dal valore della « terra ». Nessuno si nasconde però la difficoltà di avere in ogni tempo ed in ogni luogo ottime « terre »; cureremo quindi la esecuzione e la conservazione delle « terre », ed insieme cercheremo in ogni modo di impedire che i circuiti elettrici isolati vadano a terra.

Ribadisco qui ancora una volta l'idea già espressa: eliminare con cura ogni occasione di messa a terra, irrobustendo tutta la compagine dei nostri impianti, aumentando i margini di sicurezza in ogni parte, abolendo, se occorre, anche alcuni dispositivi di sicurezza, la funzione dei quali si riduce ad una messa a terra del sistema con creazione immediata dal pericolo « terra ».

Frattanto facciamo buone terre e misuriamole.

prof. ing. GINO REBORA

RECENSIONI

Sulla misura dell'intensità del campo elettrico alla superficie dei conduttori. (Ueber die Messung der elektrischen Felstaerke an Leiteroberflaechen). H. JENSS. *Archiv fuer Elektrotechnik*, v. 26, n. 7, 5 luglio 1932.

Determinazione del problema relativo alla misura della intensità di campo elettrico alla superficie di conduttori. Fondamenti teorici del procedimento di misura. Verifica sperimentale di risultati ottenuti con il calcolo. Bibliografia.

Un bolometro comandato meccanicamente ed il suo impiego come relais quantitativo di alta sensibilità e come amplificatore quantitativo a corrente continua. (Ein mechanisch gesteuert Bolometer und seine Andwendung als hochempfindlisches quantitatives Relais und quantitativer Gleichstromverstaerker). H. SELL. *Zeit. fuer techn. Physik*, n. 7, 1932, pp. 320-327, fig. 7.

Le valvole termoioniche presentano una lacuna nel campo dell'amplificazione di corrente continua. L'apparecchio ed il procedimento descritti nell'articolo qui citato permettono l'amplificazione di debolissime correnti continue, quali ad es. le correnti prodotte dalle cellule fotoelettriche. Il funzionamento è basato sull'azione che una corrente d'aria, comandata da uno strumento indicatore, esercita su un apparecchio comprendente un bolometro. Rispetto ad altri procedimenti, nei quali termoelementi o cellule fotoelettriche sono comandate da un galvanometro, il procedimento descritto fornisce maggiori potenze relative, le quali permettono di azionare relais.

Un nuovo tipo di condensatore per alta tensione. (Eine neue Art von Hochspannungkondensatoren). H. WOMMELSDORF. *Zeit. fuer techn. Physik*, n. 7, 1932, pp. 328-330.

Nuovi condensatori costituiti da tubi di vetro chiusi e contenenti gas rarefatti, adatti a particolari usi; eliminazione di perdite in caso di tempo umido; sostituzione di bottiglie di Leida ecc.

Aurora polare e strato di Heaviside. (Polarlicht und Heavisideschicht). E. BRUECHE. *Zeit. fuer techn. Physik*, n. 7, 1932, pp. 336-341, fig. 7.

Sono confrontati due metodi di sondaggio dell'alta atmosfera, mediante onde elettromagnetiche e mediante radiazioni corpuscolari, e viene fatta risaltare, in base a risultati di esperienze, l'importanza dello studio delle aurore polari per la conoscenza della atmosfera e dello strato di Heaviside.

La generazione di onde hertziane a mezzo di diodi. (Die Erzeugung hertzscher Wellen mittels Dioden). J. SAHANEK. *Physikalische Zeit.*, v. 33, n. 18, 15 settembre 1932, pp. 693-703, fig. 7.

Analizzati i sistemi in uso per la generazione di onde hertziane (Barkhausen-Kurz; Gill-Morrel; Žacěk), l'A. conclude che qualsiasi complesso di due elettrodi in una atmosfera gasosa, più o meno rarefatta, può usarsi per la generazione di onde hertziane, quando soddisfi alle condizioni: che esista una corrente di elettroni, dal primo al secondo elettrodo, la componente periodica dell'intensità della quale giaccia nel piano del primo elettrodo e sia variabile sincronicamente con la parte periodica della forza elettromotrice applicata ad entrambi gli elettrodi; che il tempo di passaggio degli elettroni tra i due elettrodi sia dell'ordine di grandezza del periodo delle oscillazioni generate.

Per ogni tensione costante fra gli elettrodi o per ogni velocità di emissione degli elettroni dal primo elettrodo si possono quindi trovare diversi campi di possibili oscillazioni nei quali un adatto procedimento di scarica è capace di produrre oscillazioni. In questo studio sono appunto descritti ed analizzati due sistemi a scarica, uno dei quali si vale di uno speciale diodo e l'altro di un particolare arco, capaci di produrre oscillazioni dell'ordine del decimetro e del centimetro.

Sui collegamenti radio aeronautici ad onde lunghe. (Ueber langwellen Flugfunkverbindungen). E. EISNER. *Elektrotechnische Zeit.*, v. 53, nn. 35 e 36, 1 e 8 settembre 1932, pp. 834-838 e 864-866, fig. 25.

Lo studio dei fenomeni che si presentano nelle trasmissioni e ricezioni da aeromobili è giunto a tale punto che è possibile procedere con sicurezza al progetto di apparecchi pratici per i collegamenti radio aeronautici ed alla istituzione di apposite reti. Nell'articolo citato è studiato il calcolo della potenza necessaria e dei sistemi radianti dei trasmettitori. È poi esaminata la questione dei disturbi elettrici e meccanici della ricezione a bordo e sono esposti i procedimenti per eliminarli. Infine è trattato il calcolo della portata e la organizzazione dei collegamenti. Sono accennati inoltre i più recenti apparecchi per aviazione.

Stato ed indirizzo della costruzione degli apparecchi per radiodiffusione. (Stand und Entwicklungsrichtung im Bau von Rundfunkgeraeten). A. CLAUSING. *Zeit. des V. D. I.*, v. 76. n. 36, 3 settembre 1932, pp. 853-857, fig. 4.

Classifica dei diversi tipi di ricevitori nei riguardi del fattore economico. (Apparecchi a due, tre e quattro valvole ed apparecchi supereterodina). Breve esame dei progressi realizzati nei campi del comando unico, della taratura, della compensazione della attenuazione (fading), della selettività e della amplificazione. Accenni allo stato attuale della tecnica delle valvole e degli apparecchi per onde corte.

Altoparlanti doppi. (Dual unit loud speakers). *Wireless World*, v. 31, n. 2, 15 luglio 1932, p. 29, fig. 1.

Notizie sull'attuale tendenza dell'industria radiofonica americana ad applicare agli apparecchi riceventi un sistema di due altoparlanti che permette, anche con ridotte dimensioni dei ricevitori, una migliore riproduzione acustica, specialmente per le frequenze basse e medie.

Variatori di frequenza ad una sola valvola. (Single-valve frequency changers). W. T. COCKING. *Wireless World*, v. 31, n. 5, 5 agosto 1932, pp. 110-111, fig. 4.

Descrizione dell'impiego del pentodo come complesso completo, di rendimento uguale a quello del classico sistema a due valvole, per la trasformazione di frequenza negli apparecchi radio riceventi.

Triodi gemelli. (Triple-twin tubes). C. F. STROMEYER. *Proc. Inst. Radio Engineers*, v. 20, n. 7, luglio 1932, pp. 1149-1162, fig. 9.

Descrizione di una nuova valvola termoionica e di un circuito che permette di utilizzarne la regione positiva e la regione negativa della caratteristica e_g, j_p con minima distorsione. La valvola comprende due triodi; il catodo del primo alimenta la griglia del secondo. La sensibilità e la potenza sono superiori a quelle di un pentodo di uguale tensione di placca. Confronto con il triodo e con il pentodo. Caratteristiche.

Funzionamento degli aerei a telaio per onde corte. (Action of short-wave frame aërials). L. S. PALMER e L. L. HONEYBALL. *Proc. Inst. Radio Engineers*, v. 20, n. 8, agosto 1932, pp. 1345-1367, fig. 14.

Teoria del funzionamento degli aerei a telaio rettangolari, accordati. Ricerche sperimentali e risultati delle stesse esposti mediante curve.

Caratteristiche di frequenza di circuiti accoppiati aventi costanti distribuite. (Wavelenght characteristics of coupled circuits having distributed constants). R. KING. *Proc. Inst. Radio Engineers*, v. 20, n. 8, agosto 1932, pp. 1368-1400, fig. 15.

Le caratteristiche di frequenza dei circuiti semplici comprendenti induttanze, capacità e resistenze concentrate sono state sufficientemente studiate sia dal lato teorico sia da quello sperimentale. In generale trattasi di studi limitati a frequenze per le quali la capacità interna delle valvole non assume notevole importanza. Con la scoperta di Barkhausen-Kurz, riguardante la generazione di oscillazioni ad onda ultra corta, si presenta un nuovo campo di studio. Infatti alle frequenze corrispondenti a tali oscillazioni gli ordinari condensatori e bobine perdono il loro significato come induttanze e capacità; si presenta in tal caso il problema della utilizzazione delle induttanze e capacità distribuite di adatti sistemi costituiti da conduttori paralleli di variabile lunghezza. Per contribuire alla conoscenza dei circuiti comprendenti tali sistemi l'A. studia un circuito oscillante semplice ed un circuito oscillante rigenerativo, aventi entrambi costanti distribuite, deducendone teoricamente le caratteristiche di frequenza per il caso di resistenza molto piccola. I risultati ottenuti sono poi confrontati con quelli sperimentali e con analoghe caratteristiche di circuiti a costanti concentrate e di un oscillatore elettronico a carica spaziale.

Un nuovo tipo di oscillatore per onde ultra corte. (A new type of ultra-short-wave oscillator). I. E. MOUROMTSEFF e H. NOBLE. *Proc. Inst. Radio Engineers*, v. 20, n. 8, agosto 1932, pp. 1328-1344, fig. 17.

É descritto un nuovo oscillatore per onde ultra corte, nel quale il convenzionale circuito chiuso è sostituito da una sezione a conduttori concentrici della linea di alimentazione. Elettricamente la struttura della valvola forma parte integrale della predetta linea. La quantità VC/L per la valvola deve essere la stessa di quella per la rimanente parte della linea, intendendosi per C e per L la capacità e l'induttanza per unità di lunghezza della linea. Dal confronto tra il circuito oscillante chiuso e l'oscillatore di nuovo tipo risultano particolari vantaggi per il secondo, nella regione delle onde ultra corte. È discusso il procedimento di connessione del carico all'oscillatore. Sono esposte alcune caratteristiche dell'oscillatore per lunghezza d'onda di 5 e 3 metri e rispettivamente per 15 e 12 kW di potenza all'uscita. Sono accennati i notevoli effetti fisiologici del campo delle onde ultra corte.

Problemi della ricezione selettiva. (Problems in selective reception). M. V. CALLENDAR. *Proc. Inst. Radio Engineers*, v. 20, n. 9, settembre 1932, pp. 1427-1455, fig. 19.

Confronto teorico dei metodi impiegati per ottenere l'elevata selettività richiesta dalle attuali condizioni della radiodiffusione. Ricerche sulla distorsione causata dall'applicazione pratica dei metodi accennati ai ricevitori.

Calcolo estimativo della distribuzione di frequenza dei disturbi atmosferici. (Estimate of frequency distribution of atmospheric noise). R. K. POTTER. *Proc. Inst. Radio Engineers*, v. 20, n. 9, sett. 1932, pp. 1512-1518, fig. 3.

Il calcolo approssimato della relazione tra intensità del disturbo e frequenza è svolto in base a dati risultanti da misure di disturbi nel campo di frequenza da 15 a 60 kc e da 2 a 20 megacicli.

BIBLIOTECA NAZ. ROMA

Rettificazione di corrente nei contatti metallici. (Current rectification at metal contacts). S. P. CHAKRAVARTI e S. R. KANTEBET. *Proc. Inst. Radio Engineers*, v. 20, n. 9, settembre 1932, pp. 1519-1534, fig. 16.

Studio sperimentale della proprietà di sei differenti contatti di diversi metalli: Cu-Fe, Cu-Sn, Sn-Zn, Zn-Fe e Pb-Sn. Nelle esperienze vennero usate cortissime verghette metalliche a sezione circolare. Le caratteristiche statiche mostrano che quando l'elemento termopositivo è di polarità positiva la caratteristica raggiunge le condizioni di saturazione, mentre con polarità invertita il contatto si comporta come una resistenza ohmica. Studio dell'effetto della variazione dell'area di contatto, della temperatura e della pressione; la rettificazione migliora con il diminuire dell'area di contatto e scompare per pressioni al disopra ed al disotto di quelle prodotte dai pesi impiegati nelle esperienze (1 a 2 grammi); un riscaldamento rende quasi rettilinea la caratteristica sino al ginocchio di saturazione. Bibliografia.

Rivelatori. (The detector). W. B. LEWIS. *Wireless Engr. and Exp. Wireless*, v. 9, n. 108, settembre 1932, pp. 487-489, fig. 16.

Studio dei circuiti rivelatori. Equazione del circuito semplice. Circuito con rettificatore ideale rettilineo. Rappresentazione grafica. Caso della corrente d'entrata modulata. Rendimento. Rivelatori push-pull, ecc.

La generazione di onde dell'ordine del centimetro. (The generation of «centimetre» waves). F. W. CHAPMANN. *Wireless engr. and Exp. Wireless*, v. 9 n. 108, settembre 1932, pp. 500-503, fig. 11.

Notizie pratiche sulla produzione di oscillazioni ad elevata frequenza, con lunghezze d'onda sotto 40 centimetri. Metodo semplice per la rivelazione e per la misura della lunghezza d'onda di tali oscillazioni. Bibliografia.

Resistenza nei filtri passa banda. (Resistance in band pass filters). G. H. BUFFERY. *Wireless Engr and Exp. Wireless*, v. 9, n. 108, settembre 1932, pp. 504-511, fig. 7.

Analisi teorico matematica mostrante l'influenza della resistenza nei filtri accoppiati capacitativamente. Dissertazione generale sui circuiti filtro allo scopo di giungere alla riduzione delle equazioni relative a filtri di altro tipo, alla forma di quelle riguardanti i filtri precedentemente accennati.

Circuito bilanciato ad una valvola per amplificatori a valvole a c. c. di debolissime correnti. (One-tube balanced circuit for D. C. vacuum tube amplifiers of very small currents). W. SOLLER. *Rev. Scient. Instruments*, v. 3, n. 8 agosto 1932, pp. 416-422.

Circuito bilanciato ad una sola valvola il quale ha tutti i vantaggi di quelli a due senza richiederne l'equipaggiamento ed elimina le delicate operazioni necessarie per ottenere il bilanciamento. Per qualsiasi applicazione del pliotron G. E. FR-54 o di valvole simili il circuito ed il montaggio sono così semplici che essi richiedono minor tempo di un circuito non bilanciato per essere posti in condizioni di funzionamento.

Misuratore di intensità di campo. (Field intensity meter). G. H. BROWN e G. KORHLER. *Rev. scient. Instruments*, v. 3, n. 8, agosto 1932, pp. 403-415.

Nel metodo descritto la nota dei battimenti con l'onda portante è così grande che la lettura del misuratore non varia notevolmente quando la stazione trasmittente cessa la modulazione e trasmette soltanto l'onda portante; è anche pertanto possibile effettuare misure su stazioni il cui campo è tanto debole da non poter essere rivelato con gli ordinari ricevitori.

Un perfezionato eliminatore di batterie per radio ricevitori da automobili. (An improved B eliminator for automobile receivers). W. W. GARSTANG. *Electronics*, v. 5, n. 2, agosto 1932, pp. 254-255, fig. 4.

Negli apparecchi radio riceventi per automobili alimentati dalle batterie del veicolo attraverso un convertitore a vibratore ed impieganti un raddrizzatore a vapori di mercurio e valvole a riscaldamento indiretto, uno dei principali inconvenienti è dovuto al lento riscaldamento delle valvole stesse. Nel periodo di riscaldamento, infatti, l'interruttore lavora senza carico e può provocare eccessive tensioni sui vari componenti del ricevitore, con grave pregiudizio della durata di questi. Descritti vari tipi di dispositivi atti ad eliminare l'inconveniente, l'A. descrive un tipo perfezionato comprendente un relais ritardatore il quale inserisce automaticamente, in derivazione sul secondario del trasformatore, una resistenza che sostituisce il carico rappresentato dell'apparecchio, sintanto che le valvole non hanno raggiunto il normale riscaldamento.

Apparecchi elettronici in un laboratorio di prove. (Electronic devices in a testing laboratory). CLAYTON H. SHARP. *Electronics*, v. 5, n. 3, sett. 1932, pp. 284-286, fig. 7.

Breve rassegna dei principali apparecchi elettronici che trovano applicazione in un laboratorio di collaudo e di ricerche. Spettrofotometro con cellula fotoelettrica. Controllo di temperature con termostato bimetallico e valvola amplificatrice. Impiego del tiratron in connessione con termostato a toluolo per il controllo di temperature. Controllo di temperature con coppia termoelettrica e cellula fotoelettrica. Amplificatori nella fotometria.

Apparecchi per prevenire l'interferenza nella radio ricezione. (Devices preventing interference to wireless reception). AEG. *Progress*, n. 3, settembre 1932, p. 60.

La A. E. G. (Allg. Elektr. Gesell.) in seguito a lunghe ricerche ha ideato un apparecchio protettivo contro le radio interferenze dovute ai motori ed agli interruttori. Complessi protettivi per tranvie, comprendenti rocchetti ad a. f., e complessi a condensatori per gli apparecchi domestici assicurano le ricezioni contro le interferenze a qualsiasi lunghezza d'onda.

Oscillatori a frequenza molto alta e radio comunicazioni ad onde corte. (Les oscillateurs à fréquence très élevée et les radiocommunications par ondes très courtes). G. GUTTON. *Rev. gén. de l'électricité*, v. 32, n. 11, 17 settembre 1932, pp. 333-339, fig. 6.

Meccanismo del fenomeno Barkhausen-Kurz. Condizioni necessarie per lo sfruttamento del fenomeno nella produzione di onde ultra corte. Descrizione degli oscillatori Barkhausen e Pierret. Vantaggi offerti dall'impiego di onde ultra corte nelle radio comunicazioni.

Direttore responsabile: Prof. G. VANNI.

ERRATA - CORRIGE

N.ri 4 e 5 - Luglio - ottobre 1932 - Anno X.

Pag. 147, riga 2: *in luogo di:* corrente, in generale continua.
leggasi: corrente.

Pag. 147, riga 9: *in luogo di:* definisco grosso modo
leggasi: definisco

Pag. 148, riga 3: *in luogo di:* corrente d'alimentazione
leggasi: corrente

Pag. 148, riga 10: *in luogo di:* dal detto valore.
leggasi: dal detto valore. (Secondo G. Sacerdote, per certi microfoni l'andamento della S può essere diverso: *L'Elettrotecnica*, febbraio 1931).

Pag. 152, fig. 2: lo zero và spostato a destra essendo un valore delle ordinate di destra (Phon).

Pag. 153, riga 4: *in luogo di:* 2 milli-
leggasi: 20 milli-

Pag. 153, riga 5: *in luogo di:* a circa 9
leggasi: a circa 30

Pag. 153, riga 27: *in luogo di:* col diminuire
leggasi: col crescere

Pag. 155, fig. 3: togliere i numeri 0, 3, 6, 9 cioè le ordinate di destra (Phon).

Pag. 157, riga 23: *in luogo di:* E precisamente
leggasi: E precisamente le differenze $R - R_0$.

Vol. XI. — Anno 1932, X/XI.

INDICE ALFABETICO PER AUTORI

		FASC.	PAG.
BERNINI A.	— Esperienze ed interpretazioni sul funzionamento del microfono a carbone a differenti pressioni dell'ambiente	IV-V	145
GROSZKOWSKI I.	— Sulle migliori condizioni di lavoro di un modulatore a impedenza di arresto . .	III	107
GILIBERTI D. GALOTTI F.	— Proposte di norme di collaudo dei radioricevitori e dei radiogoniometri . . .	I II	27 70
KIEBITZ F.	— *(traduz. cap. Guastalli).* - Esperienze sulla sintonizzazione di antenne direttive sulle onde corte	IV-V	209
REBORA G.	— Le prese di terra	VI	273
SACCO L.	— Il comando unico nei ricevitori a supereterodina	IV-V VI	161 229
STABARIN A.	— Cenni sulle funzioni iperboliche e sugli angoli complessi	IV-V	178
STRAUBEL H.	— *(traduz. ing. U. Tiberio).* - Modi di vibrare e coefficiente di temperatura dei piezo-oscillatori	II III	87 118
VANNI G.	— Le teorie delle radiazioni luminose, corpuscolari ed elettromagnetiche . . .	I II	1 49
	— Il generale Ferrié (1868-1932) . . .	III	105

ISPETTORATO DEL GENIO

DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito

Vol. XI. — Anno 1932, X/XI.

INDICE GENERALE

	FASC.	PAG.
Le teorie delle radiazioni luminose, corpuscolari ed elettromagnetiche - PROF. G. VANNI	I	1
	II	49
Proposte di norme di collaudo dei radioricevitori e dei radiogoniometri. - CAP. D. GILIBERTI - CAP. F. GALOTTI	I	27
	II	70
Modi di vibrare e coefficiente di temperatura dei piezo oscillatori. - DOTT. H. STRAUBEL. *(traduz. ing. U. Tiberio)*	II	87
	III	118
Il generale Ferrié (1868-1932). - PROF. G. VANNI	III	105
Sulle migliori condizioni di lavoro di un modulatore a impedenza di arresto. - PROF. I. GROSZKOWSKI	III	107
Esperienze ed interpretazioni sul funzionamento del microfono a carbone a differenti pressioni dell'ambiente. - PROF. A. BERNINI	IV-V	145
Il comando unico nei ricevitori a supereterodina. - COL. L. SACCO	IV-V	161
	VI	229
Cenni sulle funzioni iperboliche e sugli angoli complessi. - COL. A. STABARIN	IV-V	178
Esperienze sulla sintonizzazione di antenne direttive sulle onde corte. - PROF. F. KIEBITZ. *(traduz. cap. S. Guastalli)*	IV-V	209
Le prese di terra. - PROF. ING. G. REBORA	VI	273
Recensioni	I	47
»	II	103
»	III	136
»	IV-V	221
»	VI	307
Avviso di concorso	III	144
Indice alfabetico per autori	VI	313
Indice generale	VI	314